



Acerca de este libro

Esta es una copia digital de un libro que, durante generaciones, se ha conservado en las estanterías de una biblioteca, hasta que Google ha decidido escanearlo como parte de un proyecto que pretende que sea posible descubrir en línea libros de todo el mundo.

Ha sobrevivido tantos años como para que los derechos de autor hayan expirado y el libro pase a ser de dominio público. El que un libro sea de dominio público significa que nunca ha estado protegido por derechos de autor, o bien que el período legal de estos derechos ya ha expirado. Es posible que una misma obra sea de dominio público en unos países y, sin embargo, no lo sea en otros. Los libros de dominio público son nuestras puertas hacia el pasado, suponen un patrimonio histórico, cultural y de conocimientos que, a menudo, resulta difícil de descubrir.

Todas las anotaciones, marcas y otras señales en los márgenes que estén presentes en el volumen original aparecerán también en este archivo como testimonio del largo viaje que el libro ha recorrido desde el editor hasta la biblioteca y, finalmente, hasta usted.

Normas de uso

Google se enorgullece de poder colaborar con distintas bibliotecas para digitalizar los materiales de dominio público a fin de hacerlos accesibles a todo el mundo. Los libros de dominio público son patrimonio de todos, nosotros somos sus humildes guardianes. No obstante, se trata de un trabajo caro. Por este motivo, y para poder ofrecer este recurso, hemos tomado medidas para evitar que se produzca un abuso por parte de terceros con fines comerciales, y hemos incluido restricciones técnicas sobre las solicitudes automatizadas.

Asimismo, le pedimos que:

- + *Haga un uso exclusivamente no comercial de estos archivos* Hemos diseñado la Búsqueda de libros de Google para el uso de particulares; como tal, le pedimos que utilice estos archivos con fines personales, y no comerciales.
- + *No envíe solicitudes automatizadas* Por favor, no envíe solicitudes automatizadas de ningún tipo al sistema de Google. Si está llevando a cabo una investigación sobre traducción automática, reconocimiento óptico de caracteres u otros campos para los que resulte útil disfrutar de acceso a una gran cantidad de texto, por favor, envíenos un mensaje. Fomentamos el uso de materiales de dominio público con estos propósitos y seguro que podremos ayudarle.
- + *Conserve la atribución* La filigrana de Google que verá en todos los archivos es fundamental para informar a los usuarios sobre este proyecto y ayudarles a encontrar materiales adicionales en la Búsqueda de libros de Google. Por favor, no la elimine.
- + *Manténgase siempre dentro de la legalidad* Sea cual sea el uso que haga de estos materiales, recuerde que es responsable de asegurarse de que todo lo que hace es legal. No dé por sentado que, por el hecho de que una obra se considere de dominio público para los usuarios de los Estados Unidos, lo será también para los usuarios de otros países. La legislación sobre derechos de autor varía de un país a otro, y no podemos facilitar información sobre si está permitido un uso específico de algún libro. Por favor, no suponga que la aparición de un libro en nuestro programa significa que se puede utilizar de igual manera en todo el mundo. La responsabilidad ante la infracción de los derechos de autor puede ser muy grave.

Acerca de la Búsqueda de libros de Google

El objetivo de Google consiste en organizar información procedente de todo el mundo y hacerla accesible y útil de forma universal. El programa de Búsqueda de libros de Google ayuda a los lectores a descubrir los libros de todo el mundo a la vez que ayuda a autores y editores a llegar a nuevas audiencias. Podrá realizar búsquedas en el texto completo de este libro en la web, en la página <http://books.google.com>



A propos de ce livre

Ceci est une copie numérique d'un ouvrage conservé depuis des générations dans les rayonnages d'une bibliothèque avant d'être numérisé avec précaution par Google dans le cadre d'un projet visant à permettre aux internautes de découvrir l'ensemble du patrimoine littéraire mondial en ligne.

Ce livre étant relativement ancien, il n'est plus protégé par la loi sur les droits d'auteur et appartient à présent au domaine public. L'expression "appartenir au domaine public" signifie que le livre en question n'a jamais été soumis aux droits d'auteur ou que ses droits légaux sont arrivés à expiration. Les conditions requises pour qu'un livre tombe dans le domaine public peuvent varier d'un pays à l'autre. Les livres libres de droit sont autant de liens avec le passé. Ils sont les témoins de la richesse de notre histoire, de notre patrimoine culturel et de la connaissance humaine et sont trop souvent difficilement accessibles au public.

Les notes de bas de page et autres annotations en marge du texte présentes dans le volume original sont reprises dans ce fichier, comme un souvenir du long chemin parcouru par l'ouvrage depuis la maison d'édition en passant par la bibliothèque pour finalement se retrouver entre vos mains.

Consignes d'utilisation

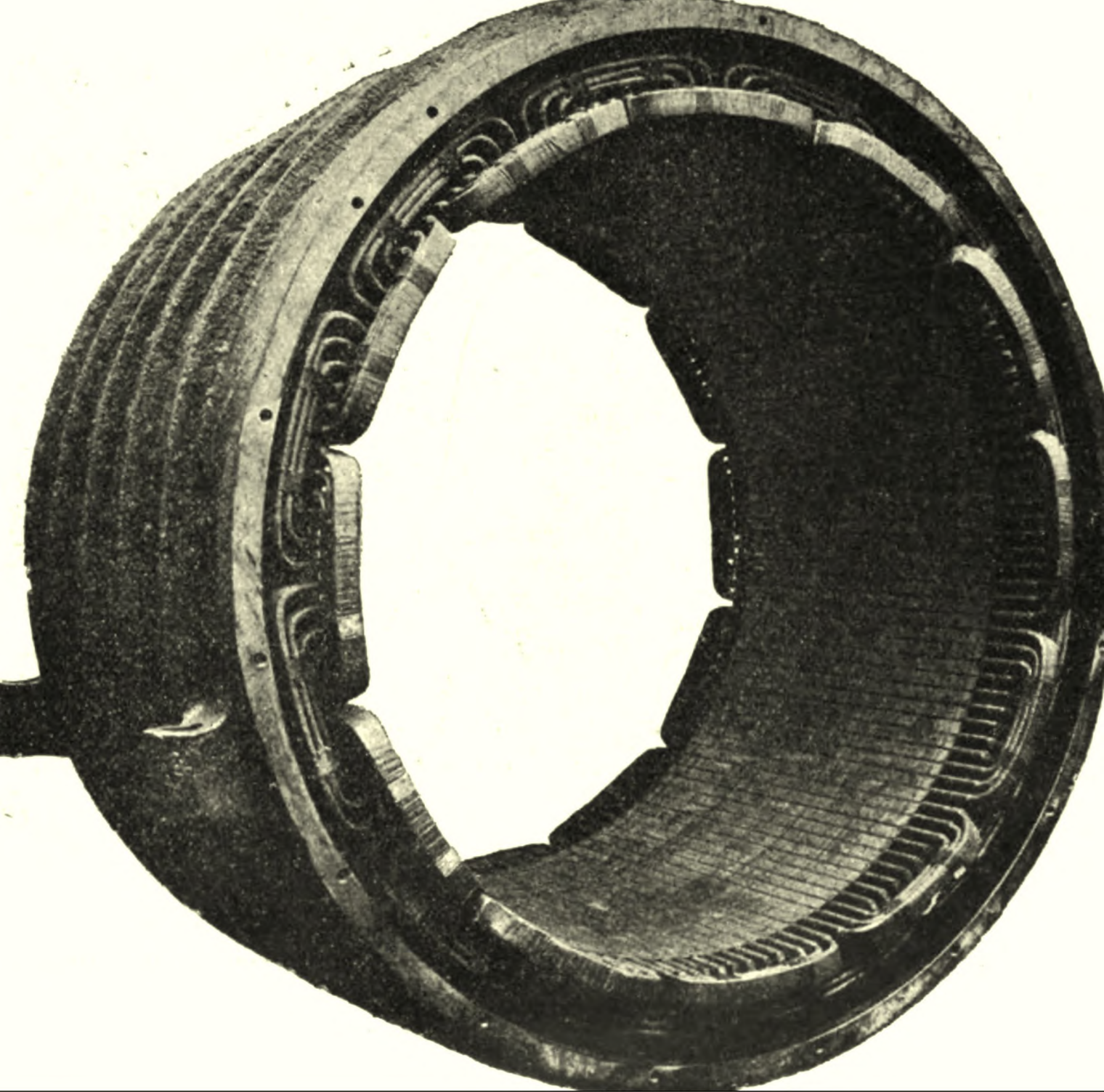
Google est fier de travailler en partenariat avec des bibliothèques à la numérisation des ouvrages appartenant au domaine public et de les rendre ainsi accessibles à tous. Ces livres sont en effet la propriété de tous et de toutes et nous sommes tout simplement les gardiens de ce patrimoine. Il s'agit toutefois d'un projet coûteux. Par conséquent et en vue de poursuivre la diffusion de ces ressources inépuisables, nous avons pris les dispositions nécessaires afin de prévenir les éventuels abus auxquels pourraient se livrer des sites marchands tiers, notamment en instaurant des contraintes techniques relatives aux requêtes automatisées.

Nous vous demandons également de:

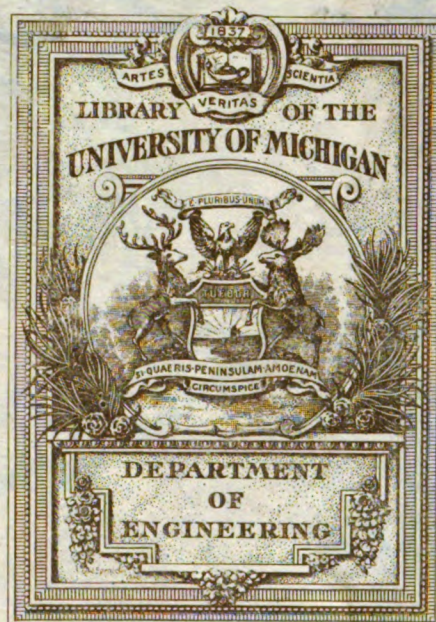
- + *Ne pas utiliser les fichiers à des fins commerciales* Nous avons conçu le programme Google Recherche de Livres à l'usage des particuliers. Nous vous demandons donc d'utiliser uniquement ces fichiers à des fins personnelles. Ils ne sauraient en effet être employés dans un quelconque but commercial.
- + *Ne pas procéder à des requêtes automatisées* N'envoyez aucune requête automatisée quelle qu'elle soit au système Google. Si vous effectuez des recherches concernant les logiciels de traduction, la reconnaissance optique de caractères ou tout autre domaine nécessitant de disposer d'importantes quantités de texte, n'hésitez pas à nous contacter. Nous encourageons pour la réalisation de ce type de travaux l'utilisation des ouvrages et documents appartenant au domaine public et serions heureux de vous être utile.
- + *Ne pas supprimer l'attribution* Le filigrane Google contenu dans chaque fichier est indispensable pour informer les internautes de notre projet et leur permettre d'accéder à davantage de documents par l'intermédiaire du Programme Google Recherche de Livres. Ne le supprimez en aucun cas.
- + *Rester dans la légalité* Quelle que soit l'utilisation que vous comptez faire des fichiers, n'oubliez pas qu'il est de votre responsabilité de veiller à respecter la loi. Si un ouvrage appartient au domaine public américain, n'en déduisez pas pour autant qu'il en va de même dans les autres pays. La durée légale des droits d'auteur d'un livre varie d'un pays à l'autre. Nous ne sommes donc pas en mesure de répertorier les ouvrages dont l'utilisation est autorisée et ceux dont elle ne l'est pas. Ne croyez pas que le simple fait d'afficher un livre sur Google Recherche de Livres signifie que celui-ci peut être utilisé de quelque façon que ce soit dans le monde entier. La condamnation à laquelle vous vous exposeriez en cas de violation des droits d'auteur peut être sévère.

À propos du service Google Recherche de Livres

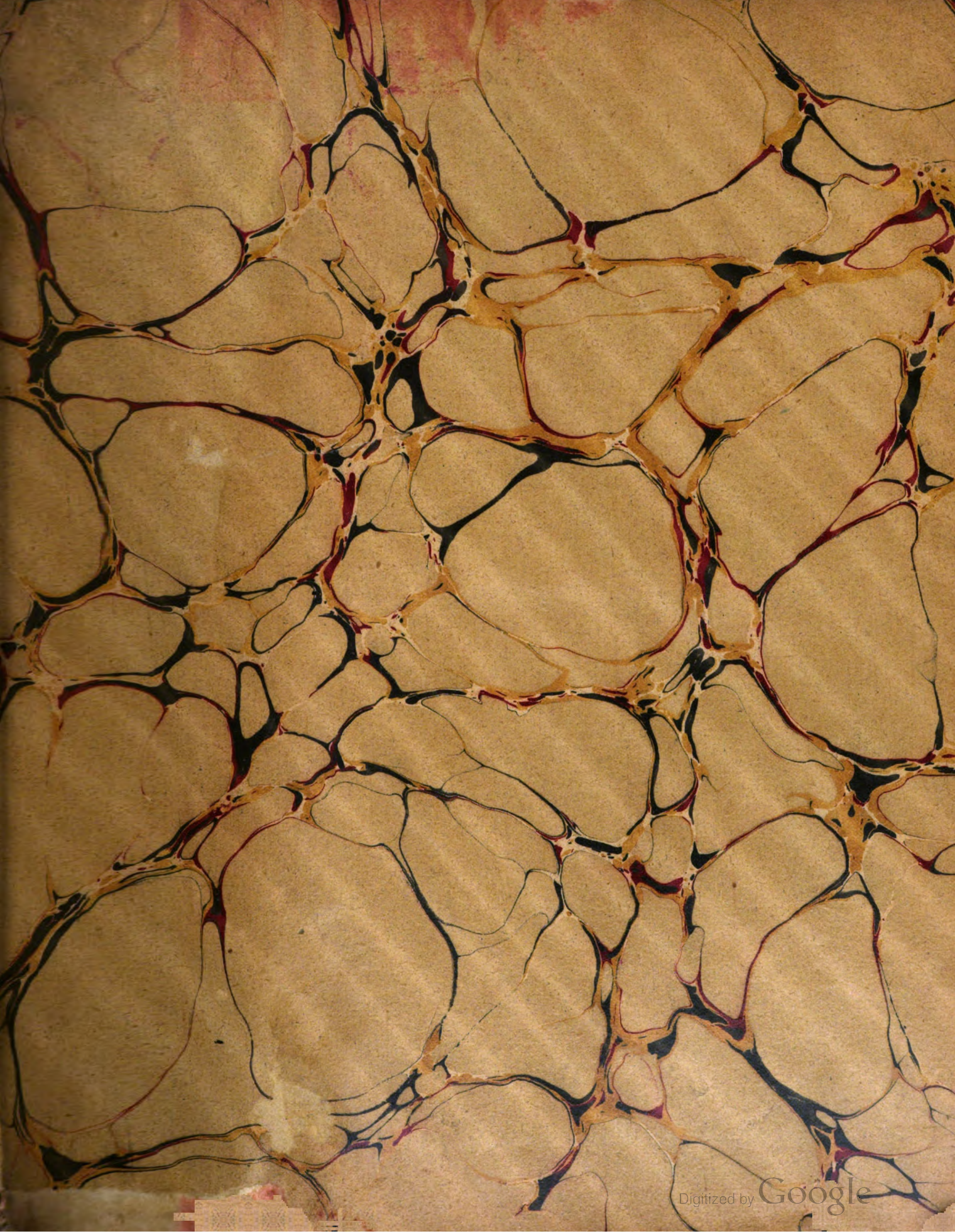
En favorisant la recherche et l'accès à un nombre croissant de livres disponibles dans de nombreuses langues, dont le français, Google souhaite contribuer à promouvoir la diversité culturelle grâce à Google Recherche de Livres. En effet, le Programme Google Recherche de Livres permet aux internautes de découvrir le patrimoine littéraire mondial, tout en aidant les auteurs et les éditeurs à élargir leur public. Vous pouvez effectuer des recherches en ligne dans le texte intégral de cet ouvrage à l'adresse <http://books.google.com>



La Lumière électrique



Returned to General Library



TK

2

.695

V.49

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

La Lumière Électrique
L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques
DE
L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL

PROFESSEUR AU COLLÈGE DE FRANCE,
MEMBRE DE L'INSTITUT.

A. BLONDEL

INGÉNIEUR DES PONTS ET CHAUSSÉES,
PROFESSEUR A L'ÉCOLE DES PONTS
ET CHAUSSÉES.

Eric GÉRARD

DIRECTEUR DE L'INSTITUT
ÉLECTROTECHNIQUE MONTEFIORE.

G. LIPPMANN

PROFESSEUR A LA SORBONNE,
MEMBRE DE L'INSTITUT.

D. MONNIER

PROFESSEUR A L'ÉCOLE CENTRALE
DES ARTS ET MANUFACTURES.

H. POINCARÉ

PROFESSEUR A LA SORBONNE,
MEMBRE DE L'INSTITUT.

M. LEBLANC

PROFESSEUR A L'ÉCOLE SUPÉRIEURE DES MINES.

A. WITZ

INGÉNIEUR DES ARTS ET MANUFACTURES,
PROFESSEUR A LA FACULTÉ LIBRE DES SCIENCES DE LILLE.

TOME XLIX

4^{me} TRIMESTRE 1906

ADMINISTRATION ET RÉDACTION

40, RUE DES ÉCOLES, 40

PARIS V^e

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques DE L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — Éric GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

DIAGRAMME GÉNÉRAL DES COURANTS TRIPHASÉS (*Suite*) ⁽¹⁾

2^o Pour le *moteur synchrone ordinaire*, on obtient le diagramme vectoriel de la figure (6)⁽²⁾. Le flux dans l'enroulement induit est K_a ; la force contre-électromotrice E est perpendiculaire à K_a ; dans la direction du courant J' (abstraction faite des pertes dans le fer et dans les paliers) sont portés les ampère-tours de réaction AW_a . Le flux de dispersion K'_i de l'enroulement induit est parallèle à J' : la résultante de K_a et K'_i donne le flux K_i dans l'entrefer. Dans la direction de K_i sont portés les ampère-tours AW_i pour l'entrefer et pour le noyau et les dents de l'induit. La résultante de AW_a et de AW_i donne les ampère-tours AW'_i . Le flux de dispersion primaire K_e entre les pôles de l'inducteur est parallèle et proportionnel à AW'_i . Des flux K_i et K_e , on déduit le flux K_p dans le pôle et la culasse. Parallèlement à K_p sont portés les ampère-tours AW_{p+j} pour le pôle et la culasse, que l'on additionne géométriquement avec AW'_i pour obtenir les ampère-tours totaux par pôle AW_{total} . En additionnant à E parallèlement à J la chute ohmique Jw dans l'enroulement induit, on obtient la différence de potentiel aux bornes E_k . Pour couvrir les pertes dans le fer, dans la ventilation et dans les paliers A_{a} , il faut, dans les moteurs triphasés, un courant $J_e = A_{\text{a}}/3E_k$ qu'on doit ajouter à J' parallèlement à E_k pour obtenir le courant total J absorbé: ce courant est déphasé de l'angle φ par rapport à E_k ⁽³⁾.

Pour les applications pratiques, on peut employer le diagramme de la figure 7 qui se

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVIII, 29 septembre 1906, page 481.

(2) Voir la remarque (4), page 481.

(3) Plus exactement, on devrait ne tenir compte dans J_e que des pertes dans le fer, et faire rentrer dans J' les pertes dans les aïers et pour la ventilation.

déduit de celui de la figure 6. Pour cela, on prend d'abord le triangle des ampère-tours oab avec les côtés AW_a , AW_{total} et $AW_n = AW_i + AW_{p+j}$ et avec l'angle $(90 - \varphi + \varepsilon)$ entre AW_a et AW_n . Au lieu du flux de dispersion K'_i , on porte à l'extrémité du vecteur — E la tension de dispersion E, perpendiculaire à J; on ajoute en outre Jw parallèle à J, et l'on obtient E_k .

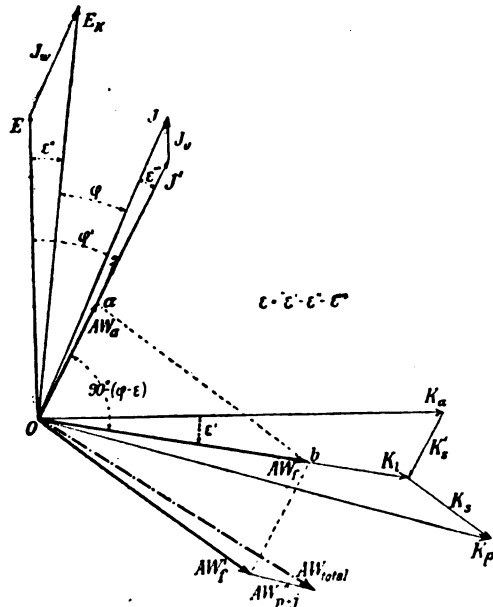


Fig. 6.

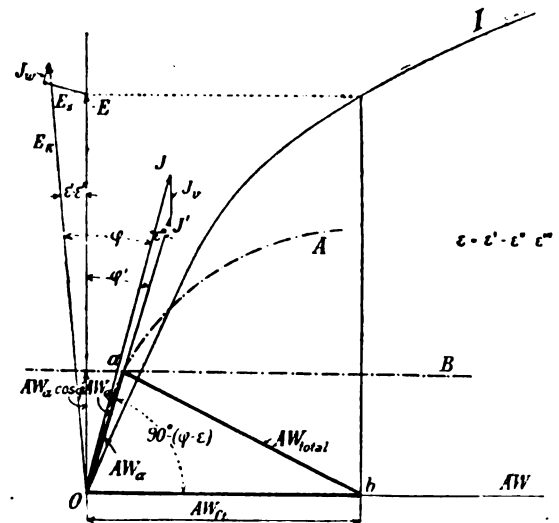


Fig. 7.

Tandis que, sur la figure 6, le flux K_a correspond à E, E se rapporte à K, sur la figure 7. Le courant de pertes J_p est traité dans la figure 7 comme dans la figure 6. I est la caractéristique à vide connue qui donne la f. é. m. en fonction des ampère-tours inducteurs totaux en tenant compte de la dispersion K_i . Si AW_n , c'est-à-dire approximativement la différence de potentiel E_k , est constant, on peut :

a) ou bien changer la puissance pour une excitation AW_{total} constante : le sommet a du triangle oab des ampère-tours se déplace alors sur le cercle A.

b) ou bien changer l'excitation AW_{total} pour une puissance constante ou un couple M constant, qui est approximativement proportionnel à $J \cos \varphi$ ou à $AW_a \cos \varphi$:

le sommet a du triangle des ampère-tours se déplace alors sur la droite B parallèle à OAW.

Sur la figure 8, le lieu géométrique A pour une excitation constante est représenté en particulier. Pour une faible excitation (cercle A_1) le vecteur AW_a est toujours du même côté de l'axe E, c'est-à-dire que le courant J est toujours déphasé en arrière de E_k : la valeur maxima du $\cos \varphi$ est atteinte quand le vecteur AW_a est

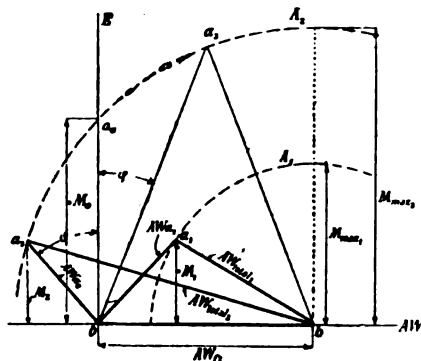


Fig. 8.

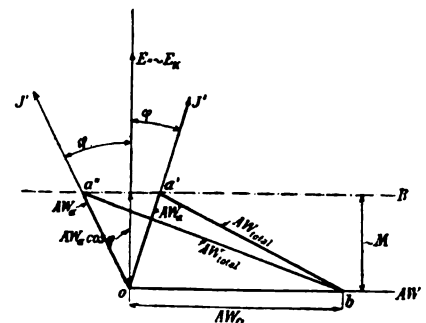


Fig. 9.

tangent au cercle A_1 . Le couple maximum $M_{\max.1}$ est représenté par l'ordonnée au sommet : à cette charge, le moteur se décroche. Si l'on élève l'excitation à une valeur correspondant au cercle A_2 , on obtient, pour une faible charge (M_2) un courant décalé en avant et, pour une certaine charge M_0 , on a $\cos \varphi = 1$. Si la charge augmente encore, le courant J est déphasé en arrière ; le couple atteint son maximum en $M_{\max.2}$; ensuite le moteur se décroche.

Le lieu géométrique B est représenté sur la figure 9 : on voit que, pour un couple constant M avec une forte excitation, J est déphasé en avant, tandis qu'il est déphasé en arrière sur E pour une faible excitation.

3° Pour le côté alternatif d'une *commutatrice*, le diagramme des figures 6 et 7 est modifié en ce que les ampère-tours AW_a sont donnés par la résultante des ampère-tours de l'induit à courant alternatif AW_w et des ampère-tours de l'induit à courant continu AW_g : en outre, le courant alternatif J n'est plus en phase avec les ampère-tours AW_a . En première approximation, on peut poser $AW_w \cos \varphi = AW_g$, de sorte que les contre-ampère-tours seuls $AW_s = AW_w \sin \varphi$ produisent une réaction. En première approximation, on peut tirer du diagramme de la figure 7 le diagramme de la figure 10 qui se rapporte aux circuits alternatifs d'une commutatrice pour une faible excitation. Au courant alternatif J' correspondent les ampère-tours AW_w qui, projetés sur l'axe des ampère-tours, donnent les ampère-tours de réaction AW_a . Soit E_g la différence de potentiel continue aux bornes, réduite au côté alternatif ; en lui ajoutant la chute ohmique réduite $J_g w_k$ au collecteur (J_g étant l'intensité du courant continu et w_k la résistance de passage aux balais), on obtient la f. é. m. E . Si l'on ajoute à E la tension de dispersion E_p perpendiculaire à J et proportionnelle à J , et la chute

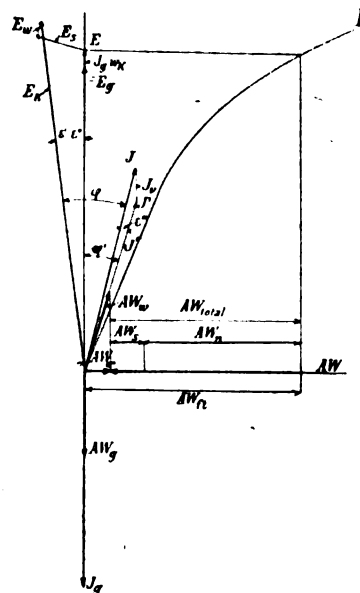


Fig. 10.

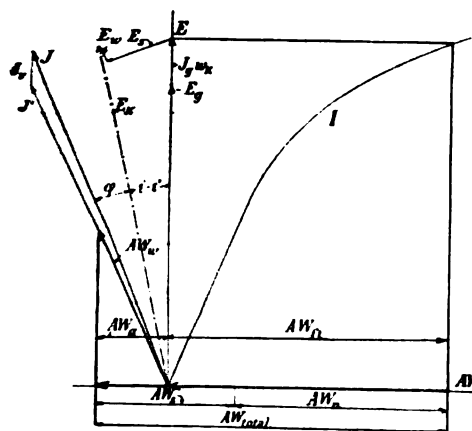


Fig. 11.

ohmique $E_w = kJw$ dans l'enroulement induit, parallèle à J (1), on obtient la différence de potentiel aux bornes E_k . A la f. é. m. E correspondent sur la caractéristique à vide I les ampère-tours AW_n , et l'excitation correspondante est donnée par l'équation

$$AW_{\text{total}} = AW_n \mp AW_a. \quad (12)$$

On doit prendre le signe — ou le signe + suivant que le courant J est déphasé en avant ou en arrière. J_p , parallèle à E_k , est le courant de pertes pour les pertes dans le fer et par frottements. Le facteur k qui sert à déterminer la chute ohmique est plus petit que l'unité :

on a :

$$k = \sqrt{\frac{8}{p'^2 \sin^2 \frac{\pi}{p'} \cos^2 \varphi} + 1 - \frac{16}{\pi^2}}. \quad (13)$$

Pour trois phases et pour $\cos \varphi = 1$, on a $k = 0,75$.

(1). Tout à fait rigoureusement, kJw ne doit pas être porté dans la direction de J , car le courant résultant dans la commutatrice n'est pas en phase avec J .

Dans le cas où la commutatrice est surexcitée, on obtient le diagramme de la figure 11, dans lequel le courant J est déphasé en avant. Les diagrammes des figures 10 et 11 peuvent aussi exprimer le fonctionnement d'une commutatrice compound avant laquelle est intercalée une bobine de réactance. Dans ce cas, AW_{total} est la somme des ampère-tours AW_n presque constants de l'enroulement shunt (les ampère-tours AW_n sont proportionnels à E_g) et des ampère-tours AW_s de l'enroulement série, égaux au produit $J_g z_s$, en appelant z_s le nombre de tours de l'enroulement inducteur série. La tension dévattée E_{sd} de la bobine de réactance s'ajoute à la tension de dispersion E_{sd} de la commutatrice, et l'on a $E_s = E_{sd} + E_{sd}$; en additionnant à kJw la chute ohmique de la bobine de réactance, on obtient E_w . Pour une valeur constante de E_k , on voit sur la figure 11 que, pour une forte charge J_g à courant continu, la différence de potentiel continue E_g peut être plus grande qu'à faible charge (fig. 10).

En fait, dans une commutatrice, on n'a pas exactement $AW_w \cos \varphi = AW_g$: il subsiste toujours une composante résultante $cAW_w \cos \varphi = cAW_g$. Dans les cas extrêmes, on peut prendre pour c la valeur indiquée plus haut pour k quand $\cos \varphi = 1$, c'est-à-dire

$$c = \sqrt{\frac{8}{p' \sin^2 \frac{\pi}{p'}} + 1 - \frac{16}{\pi^2}}. \quad (14)$$

Avec cette hypothèse, la figure 10 se transforme en la figure 12, où les ampère-tours AW_a résultant des deux composantes rectangulaires $cAW_w \cos \varphi$ et $AW_w \sin \varphi$; ici E_w est parallèle à AW_a . Cette construction de AW_a peut être reportée facilement dans le diagramme exact de la figure 6.

Dans les commutatrices fonctionnant comme *générateurs à double courant* et produisant simultanément un courant alternatif J et un courant continu J_g dans le même enroulement, les conditions sont plus mauvaises car les actions des deux courants s'ajoutent. Aux ampère-tours de l'induit à courants alternatifs AW_w , il faut ajouter les ampère-tours de l'induit à courant continu AW_g (vecteur parallèle à E), et l'on obtient les ampère-tours résultants AW_a que l'on utilise comme précédemment (fig. 13). Il serait d'ailleurs plus exact d'ajouter à AW_w , au lieu de AW_g , une valeur corrigée cAW_g , dans laquelle la constante c , inférieure à l'unité, peut être déterminée par le calcul. A la différence de potentiel E_k , on ajoute (*) la chute ohmique $J_g w_g$,

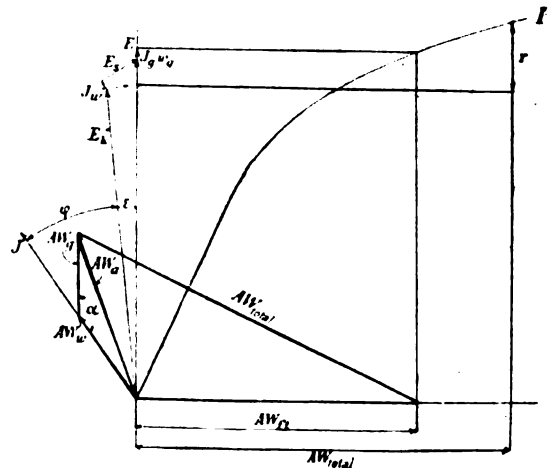


Fig. 13.

(*) Cette addition de $J_g w_g$ et Jw n'est pas rigoureuse car les deux courants ne se superposent pas aussi simplement. De même l'addition de AW_w et AW_g n'est qu'approximativement exacte. Ce qui est relatif à AW_g est indiqué plus loin.

due au courant continu, et, en outre, la chute de tension due au courant alternatif Jw parallèle à J , ainsi que la tension de dispersion E , perpendiculaire à J et proportionnel à J : on obtient ainsi la f. é. m. E . AW_0 n'est parallèle à E que tant que les balais à courant continu sont calés sur la zone neutre ; s'ils sont déplacés de l'angle γ (pas polaire 180°), on peut en tenir compte en donnant à l'angle α (fig. 13) la valeur $\alpha = \gamma + 180 - \varphi - \varepsilon$.

4° Le diagramme général du *moteur asynchrone triphasé* est donné par la figure 14⁽¹⁾. Le rotor du moteur peut être fermé sur une résistance, une réactance ou une capacité. Sur le diagramme, K_2 est le flux dans le secondaire ; E_2 , perpendiculaire à K_2 , est la f. é. m. secondaire et a pour valeur $c_2 n_2 Z_2 K_2 10^{-8}$, en appelant n_2 le glissement, Z_2 le nombre de conducteurs secondaires effectifs par phase, c_2 le coefficient de tension (1,8 à 2,2). Le courant secondaire J_2 est égal à E_2/W_{22} , en désignant par W_{22} la résistance apparente $(x_2^2 + w_2^2)^{1/2}$ du circuit secondaire (sans dispersion secondaire). L'angle compris entre $E_2 J_2$, ou φ_2 , est donné par la relation

$\text{tg } \varphi_2 = x_2/w_2$, en appelant x_2 la réactance et w_2 la résistance ohmique du circuit secondaire. Pour les moteurs ordinaires, on a $J_2 = E_2/w_2$ et $\varphi_2 = 0$. Dans la direction de J_2 sont portés

les ampère-tours secondaires AW_2 calculées comme AW_a précédemment. Parallèlement et proportionnellement à J_2 est porté le flux de dispersion secondaire K'_2 qui est ajouté à K_2 . On obtient ainsi le flux K dans l'entrefer. Les ampère-tours AW_μ nécessaires pour faire passer le flux K dans l'entrefer, le flux K_2 dans la partie induite, et le flux K_1 dans la partie inductrice sont à peu près en phase avec K_1 . La valeur de AW_μ est déterminée d'après les inductions connues et les longueurs connues des circuits magnétiques. De AW_2 et AW_μ , on déduit les ampère-tours primaires AW_1 . Le courant primaire J'_1 est sur le vecteur AW_1 ; de même, le courant magnétisant primaire J_μ est sur le vecteur AW_μ : leurs valeurs sont

déterminées d'après les ampère-tours, d'après la formule précédemment donnée pour AW_a . Parallèlement et proportionnellement à J'_1 est porté le flux primaire de dispersion K'_1 qui, ajouté à K_1 , donne le flux primaire K_1 . Perpendiculairement à ce dernier est la force contre-électromotrice primaire E_1 ; en lui ajoutant la chute ohmique $J_1 w_1$, on obtient la différence de potentiel aux bornes E_k . A J'_1 on ajoute, parallèlement à E_k , le courant de pertes $J_p = A/3E_k$ correspondant aux pertes dans le fer et dans les frottements, et l'on obtient le courant résultant J_1 et l'angle de décalage φ_1 entre E_k et J_1 .

Si l'on rapporte au circuit primaire toutes les grandeurs secondaires, et si l'on remplace

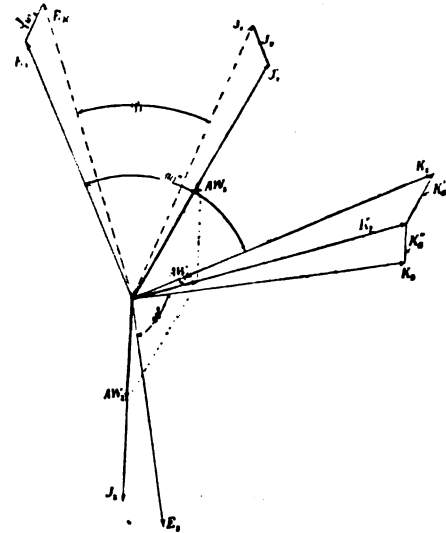


Fig. 14.

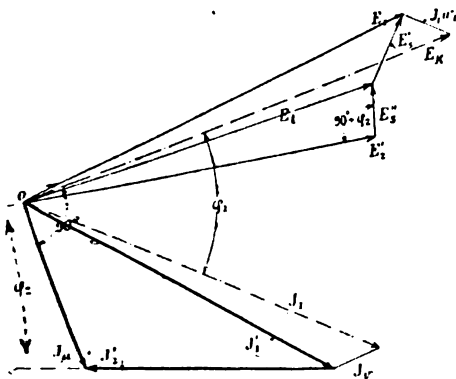


Fig. 15.

(1) Voir page 481, note (4).

les flux de dispersion K'_1 et K'_2 par les tensions de dispersion correspondantes réduites également au primaire

$$E'_1 = 2,2 n_1 Z_1 K'_1 10^{-8} \quad \text{et} \quad E'_2 = 2,2 n_1 Z_1 K'_2 10^{-8} \quad (1),$$

le diagramme de la figure 14 peut être simplifié (fig. 15). Les triangles des flux sont remplacés par les triangles des tensions E'_2, E'_1, E'_2, E'_1 , et le triangle des ampère-tours est représenté par le triangle des courants J'_2, J'_1, J'_1 . L'angle E'_1, J'_1 est de 90° .

La f. é. m. E'_2 réduite au circuit primaire est donnée par l'équation :

$$E'_2 = E_2 \frac{Z_1 c_1 n_1}{Z_2 c_2 n_2} \quad (15)$$

c_1 et c_2 désignant les coefficients de tension primaire et secondaire, et n_1 la fréquence du réseau. De même, le courant réduit J'_2 est donné par l'équation

$$J'_2 = J_2 \frac{Z_2 c''}{Z_1 c'} \quad (16)$$

en appelant c'' et c' les facteurs d'enroulement : on a approximativement l'égalité $c''/c' = c_2/c_1$.

Si l'on applique la méthode précédente au montage en cascade de deux moteurs semblables (fig. 16), on obtient deux diagrammes dont l'un correspond au diagramme de la figure 15 pour le moteur I et dont l'autre (moteur II) est représenté par la figure 17. On

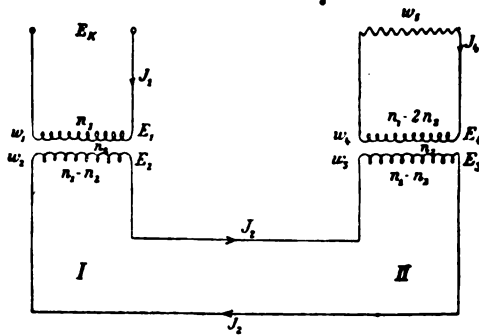


Fig. 16.

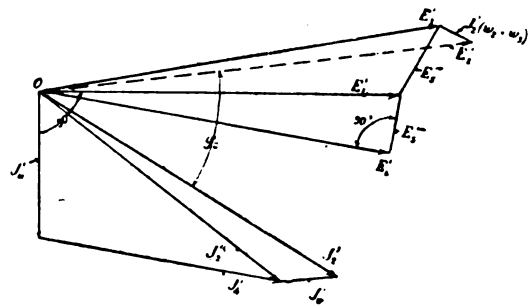


Fig. 17.

trace d'abord ce diagramme du moteur II et l'on réduit tout au circuit primaire. E'_4 est la f. é. m. dans le circuit secondaire de II : elle produit le courant $J'_4 = E'_4 (w_4 + w_3)$. Au courant J'_4 parallèle à E'_4 correspond la tension de dispersion E''_4 que l'on ajoute perpendiculairement à E'_4 . Perpendiculairement à E'_4 est porté le courant magnétisant J'_4 du moteur II ; J'_4 et J'_4 se composent pour donner le courant résultant J'_2 qui, avec le courant de pertes J'_4 du moteur II, parallèle à E'_3 , donne le courant rotorique commun J'_2 . Parallèlement et proportionnellement à J'_2 est portée la tension de dispersion E''_2 . En additionnant géométriquement E'_1, E''_2 et $J'_2 (w'_1 + w'_2)$, on obtient la f. é. m. E'_2 du secondaire du moteur I. Avec les grandeurs J'_2, E'_2 , et l'angle φ_2 entre J'_2 et E'_2 , on trace le diagramme de la figure 15.

5° Si l'on a affaire à un *moteur asynchrone polyphasé à collecteur* (fig. 18), on obtient simplement le diagramme de la figure 19 en partant du diagramme de la figure 14. Le flux secondaire est K_2 ; la f. é. m. E_2 , perpendiculaire à K_2 , est égale à $c_2 n_1 Z_2 K_2 10^{-8}$; une f. é. m. extérieure E_c est injectée par les balais et peut être modifiée en grandeur et en phase par des transformateurs appropriés et par un déplacement des balais. La f. é. m. résultante E_r est

(1) Le coefficient 2,2 n'est qu'approximatif.

obtenue par addition géométrique de E_2 et de E_c : le courant qu'elle produit est J_r ; la grandeur et la phase de ce courant dépend de la constitution du circuit. Si, parallèlement au collecteur il existe, à l'intérieur du rotor, un second chemin pour le courant, constitué par des résistances R , chemin par lequel passe le courant $J_r = E_2/R$ dont le vecteur est parallèle à E_2 , on ajoute ce courant J_r à J_c et l'on obtient le courant secondaire total J_2 . Connaissant ce courant secondaire total J_2 , on opère comme pour un moteur ordinaire et on achève le tracé du diagramme de même que précédemment. On voit immédiatement sur la figure 19 que, par modification de la phase et de la grandeur de E_c , on peut obtenir l'angle de décalage que l'on veut entre E_k et J_1 .

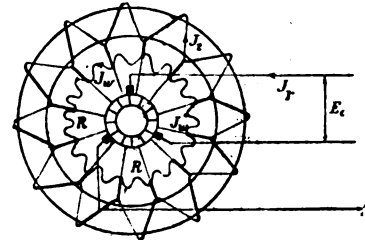


Fig. 18.

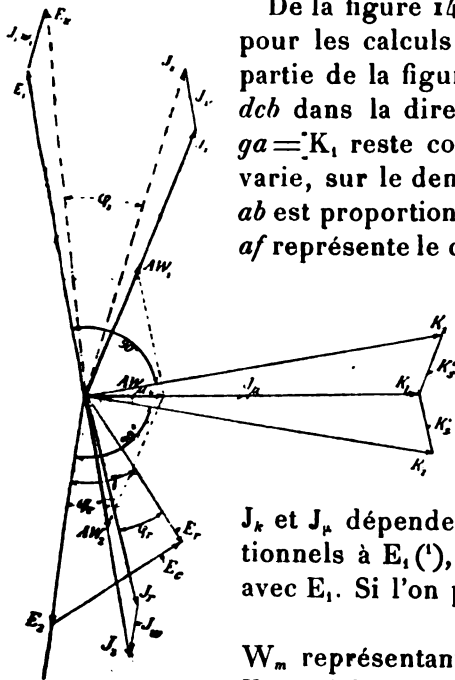


Fig. 19.

De la figure 14, on peut déduire facilement des diagrammes circulaires pour les calculs rapides. Sur la figure 20, on a tracé, pour $\varphi_2 = 0$, une partie de la figure 14 et on l'a complété par les droites fd parallèle à gl , dcb dans la direction ld , ab parallèle à gd et bk parallèle à gl . Tant que $ga = K_1$ reste constante, les points d et b se déplacent, quand la charge varie, sur le demi-cercle tracé. Les triangles abd et ghi étant semblables, ab est proportionnel à J_r , ad à J'_1 et bd à J'_2 : pour une f. é. m. constante E_1 , af représente le courant primaire maximum, au cas où le moteur est arrêté

et où la résistance secondaire w_2 est nulle, c'est-à-dire que ab représente J_k courant de court-circuit idéal ; ac représente $(J_r)_0$, courant magnétisant à vide ; ak représente $(J_r)_k$, courant magnétisant au court-circuit ; fd est toujours proportionnel au flux secondaire K_2 .

Les vecteurs correspondant au diagramme du cercle sont tracés sur la figure 21 pour l'emploi pratique ; J_k et J_r dépendent de E_1 : en première approximation, ils sont proportionnels à E_1 (1), c'est-à-dire que les diamètres des demi-cercles varient avec E_1 . Si l'on pose :

$$\tau_1 = W_m/W'_m \quad \text{et} \quad \tau_2 = W_m/W''_m, \quad (17)$$

W_m représentant la réluctance magnétique totale pour le flux principal, K_1 , W'_m la réluctance pour le champ de dispersion K'_1 , et W''_m pour le champ de dispersion K''_1 , on peut déduire de la figure 20 les valeurs

déjà indiquées par l'auteur (1), pour ad , cd , bd , ab , cg , cf et la relation

$$ac/cf = \sigma = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1\tau_2, \quad (18)$$

σ étant le coefficient de dispersion total.

Le couple d'un moteur triphasé est donné par l'équation suivante :

$$M = 3,6c''pZ_2K_2J_210^{-8} = C \cdot K_2J_2,$$

en appelant c'' un facteur d'enroulement du rotor (compris entre 0,9 et 1,0). Dans la figure 21, df est proportionnel à K_2 et bd est proportionnel à J_2 . Le

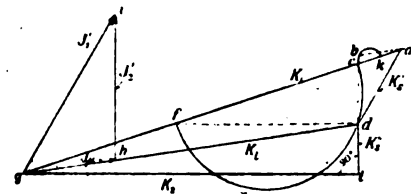


Fig. 20.

(1) En négligeant les réluctances magnétiques du fer.

(2) *Éclairage Électrique*, tome XL, 27 juillet 1904, page 11.

couple M est donc proportionnel au produit de df par bd ou, approximativement, au produit de df par cd ou de dl par cf

$$M \text{ proportionnel à } dl \times cf. \quad (19)$$

Le vecteur cf est approximativement proportionnel à E_1 ; donc, pour une différence de potentiel aux bornes constante, le couple est approximativement proportionnel à la perpendiculaire dl : le couple maximum est représenté par la perpendiculaire au sommet xy , c'est-à-dire par le rayon du cercle ou le diamètre cf .

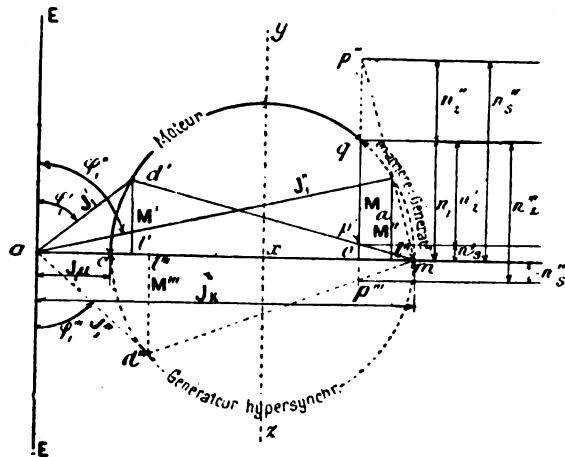


Fig. 21.

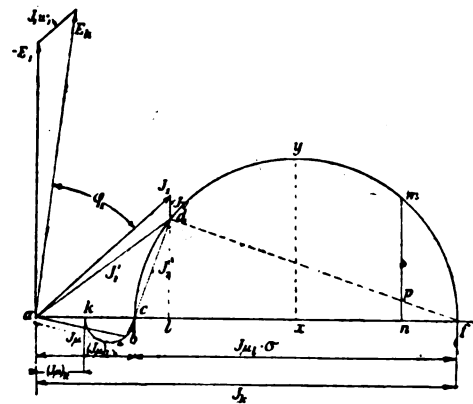


Fig. 22.

Soit, dans le diagramme simplifié de la figure 21, m le point correspondant à l'arrêt du moteur, c'est-à-dire que la droite mf est égale à $J'_{a2} w'_2$, en appelant J'_{a2} ou cm le courant secondaire de démarrage : l'échelle des tensions est déterminée, par hypothèse, par le fait que cf représente la tension secondaire réduite à rotor ouvert et à l'arrêt : $kf = E_1$. La valeur mn représente alors le couple de démarrage M_a .

Le glissement n , pour un courant J_1 a la valeur suivante :

$$n_1 = E_2 10^8 / c_2 Z_2 K_2 = J_2 w_2 10^8 / c_2 Z_2 K_2.$$

Le glissement est donc proportionnel à J'_1 / K_2 ou à dc/df . A l'arrêt, le glissement n_1 est proportionnel à mc/mf , et l'on a :

$$\frac{n_1}{n} = \frac{dc \cdot mf}{df \cdot mc} = \frac{np}{nf} \cdot \frac{nf}{mn} = \frac{np}{mn}. \quad (20)$$

Donc, si $mn = 100$, np représente le glissement exprimé en %. L'échelle des glissements peut être tracée sur une autre droite parallèle en perpendiculaire à mn .

Si l'on complète le demi-cercle de la figure 21 comme l'indique la figure 22, on peut étudier approximativement le fonctionnement du moteur d'induction à toutes les vitesses de rotation : ac , égal à J_{a1} , correspond à la marche à vide idéale au synchronisme, pour lequel $M = 0$, $n_1 = 0$: si l'on examine la partie supérieure du demi-cercle, on trouve de c jusqu'en q un fonctionnement en moteur : le glissement augmente de 0 à n_1 ; le couple M croît d'abord, atteint son maximum $M_{\max}$ en y , puis tombe en q à la valeur M_a , couple de démarrage. Un point quelconque d' est caractérisé par le courant J'_1 , l'angle ϕ'_1 le couple M' , le glissement n'_1 et la vitesse de rotation du rotor n'_2 ; le maximum du facteur de puissance est obtenu quand le vecteur J est tangent au demi-cercle. La portion de cercle mq correspond au fonctionnement du moteur d'induction tournant en sens inverse comme générateur :

le point q correspond à l'arrêt et le point m à une vitesse de rotation négative infinie : un point quelconque du fonctionnement du générateur tournant à une vitesse négative est représenté en d ; les valeurs correspondantes sont J'_1 , φ'_1 , M'' et n'_2 et n''_2 : le facteur de puissance est très mauvais. Enfin, le demi-cercle inférieur czm correspond au fonctionnement du générateur hypersynchrone pour des vitesses de rotation comprises entre le synchronisme (point c) et l'infini (point m) : pour un point quelconque d'' , on a les valeurs caractéristiques J'' , φ''_1 , M'' , n''_2 et n''_2 ; la valeur maxima du facteur de puissance est obtenue quand le vecteur J est tangent au cercle et le couple maximum correspond à la perpendiculaire xr . Le point q change de position avec la résistance secondaire w_2 ; il coïncide avec m pour $w_2 = 0$ et, quand w_2 croît, il se déplace du point m jusqu'au point c , qui correspond à une valeur infinie de w_2 .

(A suivre.)

F. NIETHAMMER.

INSTALLATIONS DE TRACTION ÉLECTRIQUE AU SIMPLON (suite)⁽¹⁾

LOCOMOTIVES.

On dispose, pour les débuts de l'exploitation, de cinq locomotives ; deux locomotives Brown Boveri, et trois locomotives de la ligne de Valteline⁽²⁾ qui contribueront à assurer le service en attendant que la maison Brown Boveri ait terminé la construction de toutes les machines nécessaires pour l'exploitation régulière.

Au point de vue mécanique, les locomotives Brown Boveri présentent les mêmes dispositions que les locomotives Ganz de la Valteline. Elles sont à cinq essieux, dont trois moteurs et deux porteurs, les deux essieux moteurs extrêmes et les deux essieux porteurs formant deux bogies un peu particuliers, décrits en détail à propos des locomotives de la Valteline. La figure 6 montre une locomotive Brown Boveri en service. Deux moteurs triphasés, fixés au châssis de la machine entre les trois essieux moteurs, agissent, par l'intermédiaire de manivelles, sur une bielle d'accouplement qui entraîne l'essieu moteur du milieu. Les deux autres essieux moteurs sont reliés au précédent par des barres d'accouplement. La manivelle de l'essieu du milieu, qu'entraîne la bielle fixée aux manivelles des moteurs, tourne dans un coussinet à glissières qui peut subir des déplacements verticaux. Cette solution offre l'avantage d'éviter l'emploi d'engrenages et de permettre un démontage facile de moteurs : elle a donné en pratique des résultats tout à fait satisfaisants.

Les conditions imposées pour ces locomotives, primitivement destinées à la Valteline, étaient les suivantes. L'effort de traction à la vitesse normale, mesuré à la jante des roues, ne doit pas être inférieur à 6000 kilogrammes pour la grande vitesse et à 3500 kilogrammes pour la petite vitesse. — Un train d'un poids total de 400 tonnes (y compris la locomotive) doit pouvoir passer en 55 secondes de la vitesse nulle à la vitesse de 30 kilomètres à l'heure sur une voie en alignement droit présentant une rampe de moins de 1 ‰. Un train pesant au total 250 tonnes doit passer en 110 secondes au maximum de la vitesse nulle à la vitesse de 60 kilomètres à l'heure sur la même voie. — Les mêmes conditions doivent être remplies

⁽¹⁾ Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVIII, 29 septembre 1906, page 486.

⁽²⁾ Décrites dans l'*Éclairage Électrique*, tome XLIII, 27 juin et 1^{er} juillet 1905, pages 454 et 487.

si la tension des courants triphasés tombe à 2 700 volts. — Dans une rampe de 20 ‰, on doit pouvoir démarrer d'une façon certaine de 0 à 30 kilomètres à l'heure avec un train de 250 tonnes. — Les moteurs, résistances et autres parties de l'équipement électrique doivent être établis de telle façon qu'un train de 400 tonnes puisse subir au moins 30 démarrages successifs de 0 à 30 kilomètres à l'heure à des intervalles de deux minutes sur une voie présentant des courbes avec rayon minimum de 180 mètres et des rampes atteignant 3 ‰, sans qu'aucune partie de l'équipement ne soit détériorée ni endommagée par suite d'un échauffement anormal.

Les dimensions et constantes principales des locomotives Brown Boveri sont indiquées dans le tableau suivant :

Longueur entre les tampons.	13 320 mm.
— totale entre essieux.	9 700 —
Distance des essieux moteurs.	4 900 —
— entre bogies.	7 000 —
Diamètre des roues motrices.	1 640 —
— des roues porteuses.	850 —
Poids adhérent.	42 tonnes.
— de la partie mécanique.	34 —
— — électrique.	28 —
— total.	62 —
Puissance normale des deux moteurs réunis.	900 chevaux.
— maximum des deux moteurs réunis.	2 300 —
Poids d'un moteur avec sa transmission.	10,75 tonnes.
Vitesses normales.	68 et 34 km./heure.
Effort de traction à 68 km./heure normal.	3 500 kgr.
— à 68 — maximum.	9 000 —
— à 34 — normal.	6 000 —
— à 34 — maximum.	14 000 —

Les *moteurs triphasés* sont établis pour 2 700-3 000 volts et 16 périodes : ils ont chacun une puissance de 450 chevaux à la grande vitesse et de 390 chevaux à la petite vitesse. Leur puissance maxima momentanée peut atteindre 1 150 chevaux ; en surcharge continue, ils peuvent produire 575 chevaux. D'après les valeurs de l'effort de traction indiquées ci-dessus, on peut voir que les machines ont été prévues très largement pour le service du Simplon ; en effet, elles doivent pouvoir démarrer à la grande vitesse (68 kilomètres à l'heure) un train de voyageurs de 300 tonnes avec une accélération de 15 centimètres par seconde, ce qui correspond à un effort de traction de 7 500 kilogrammes, ou bien elles doivent démarrer à la petite vitesse (34 kilomètres-heure) un train de marchandises de 400 tonnes avec une accélération de 11 centimètres par seconde, ce qui correspond à un effort de traction de 9 000 kilogrammes.

Les conditions imposées par l'administration des chemins de fer italiens (Valteline), pour l'établissement des moteurs, étaient les suivantes : le rendement des moteurs à une vitesse de rotation correspondant à la vitesse de 68 kilomètres à l'heure, et à pleine charge (3 500 kilogrammes d'effort de traction mesuré à la jante des roues) ne doit pas être inférieur à 85 % ; le rendement à une vitesse de rotation correspondant à 34 kilomètres à l'heure et à pleine charge (6 000 kilogrammes d'effort de traction, mesuré à la jante des roues) ne doit pas être inférieur à 80 %. — L'élévation de température des moteurs ne doit pas dépasser 40° au bout d'une surcharge de 100 %, pendant 200 secondes ou de 50 % pen-

dant une heure. — Après dix heures de pleine charge à l'une des deux vitesses normales, la température des enroulements, paliers, etc., ne doit pas dépasser de plus de 60° la température ambiante. — L'isolement entre enroulements et fer doit résister à l'application d'une tension alternative de 10 000 volts ; l'isolement des autres parties de l'équipement électrique doit supporter une tension quintuple de la tension normale.

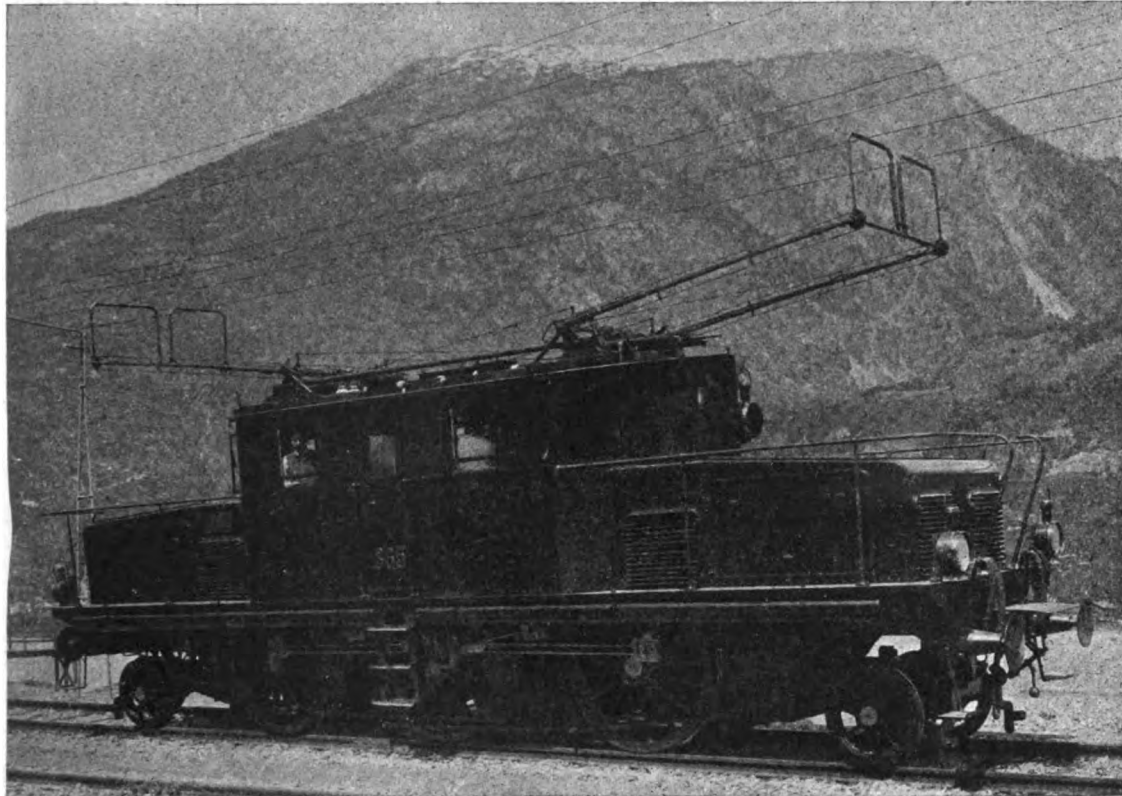


Fig. 6. — Vue d'une locomotive.

Les deux vitesses de rotation différentes sont obtenues par modification du nombre de pôles des stators et non par emploi de couplages en cascade. Cette solution a permis d'établir des moteurs légers, ne pesant que 10 tonnes 75 avec les bielles d'accouplement, pour une puissance maxima de 1 150 chevaux.

Le stator de chaque moteur, que représente la figure 7, est établi pour 16 pôles ou 8 pôles. Pour obtenir la variation du nombre des pôles, on a relié les enroulements statoriques à 6 bornes : un commutateur permet d'effectuer les connexions soit en triangle (petite vitesse, 16 pôles, vitesse de rotation 112 tours par minute) soit en étoile (grande vitesse, 8 pôles, vitesse de rotation 224 tours par minute).

Le rotor de chaque moteur (figure 9) est bobiné à six phases reliées à six bagues de prise de courant, dont les frotteurs sont connectés aux résistances de démarrage. L'emploi d'un enroulement hexaphasé (deux groupes de trois phases) permet de ne pas modifier l'enroulement rotorique quand on modifie le nombre de pôles de l'enroulement statorique.

Les courants triphasés sont recueillis, sur les deux phases reliées aux lignes aériennes,

par deux *organes de prise de courant* situés aux deux extrémités de la locomotive et fixés sur le toit. Le mode de construction de ces organes est nettement visible sur la figure 6. Chacun d'eux se compose d'un rectangle inférieur articulé et de deux archets supérieurs de forme rectangulaire. Ces archets peuvent tourner librement autour du petit coté du parallélogramme inférieur, de sorte que le frotteur peut suivre les variations, des hauteurs de la ligne sans que le rectangle inférieur se déplace. En tunnel, le système articulé est complètement abaissé. Les archets sont mis en contact avec la ligne aérienne par le mouvement

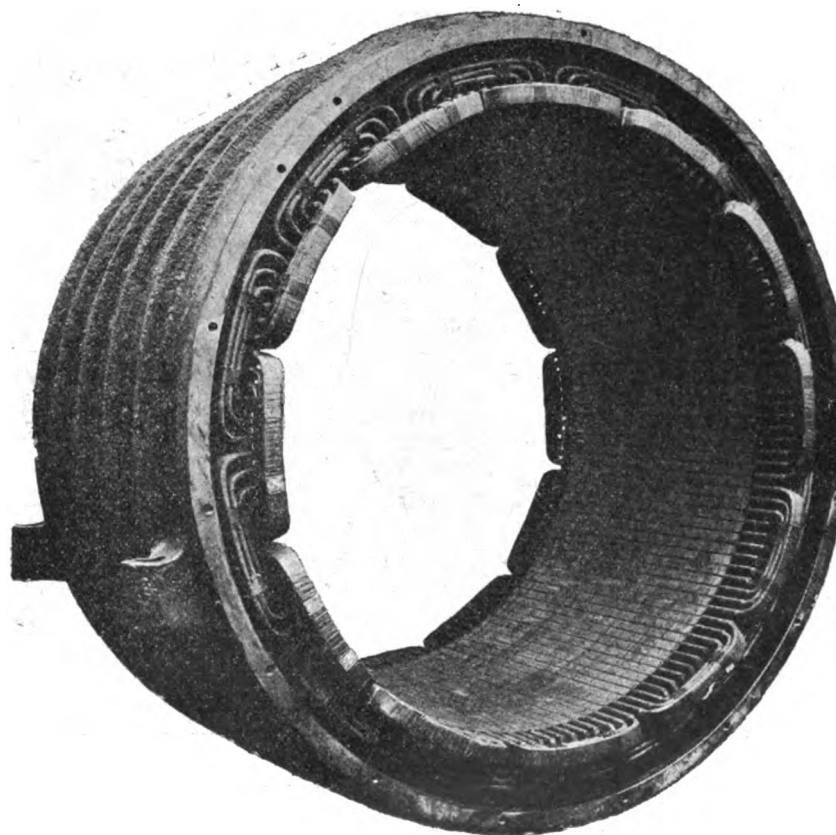


Fig. 7. — Stator d'un moteur de locomotive Brown-Boveri.

d'un piston qui se déplace dans un cylindre à air comprimé et tend plus ou moins un ressort. Pour la mise en service initiale de la locomotive, l'air comprimé nécessaire à cette manœuvre est fourni par une petite pompe à main : en temps normal il est fourni par les compresseurs.

Le *circuit général* de la locomotive est le suivant : les courants des deux phases de la ligne aérienne passent par un interrupteur de secours placé sur le toit de la machine ; les câbles sont reliés à des parafoudres. Ensuite ils aboutissent à deux barres collectrices, traversent des fusibles, et vont à l'inverseur. La troisième phase, amenée par les rails, aboutit aussi à l'inverseur. Cet appareil effectue les connexions nécessaires entre les moteurs et le circuit triphasé pour que les phases arrivent aux moteurs dans l'ordre correspondant à l'un ou l'autre sens de marche. Après l'inverseur, les courants triphasés traversent le commutateur

de pôles, qui sert à modifier le nombre de pôles de l'enroulement statorique, puis aboutissent aux moteurs.

L'*inverseur* et le *commutateur de pôles* sont constitués par des cylindres en bois portant des blocs de contact en cuivre qui établissent, avec des contacts fixes, les connexions nécessaires. Ces appareils sont commandés chacun par un relais qu'actionne l'un ou l'autre des deux controllers placés dans la cabine du mécanicien.

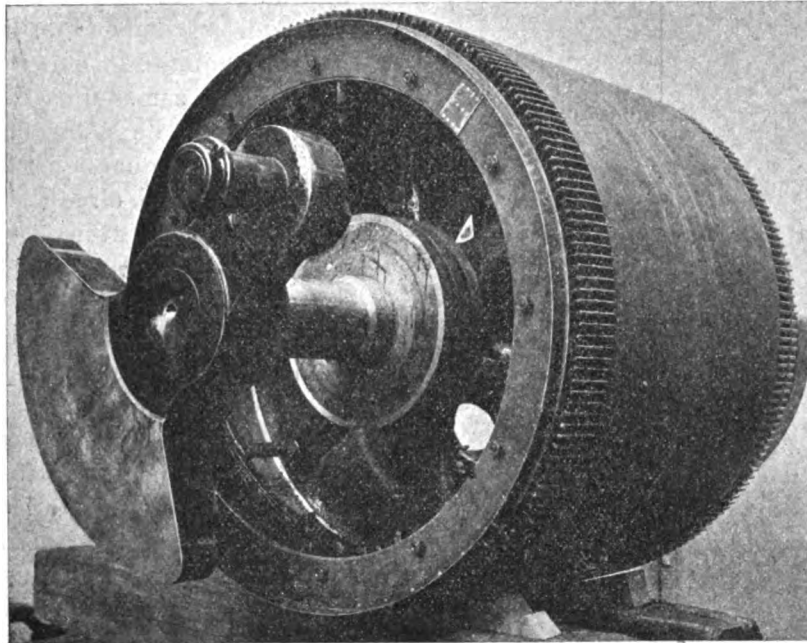


Fig. 8. — Rotor d'un moteur de locomotive Brown-Boveri.

Le *controller* commande l'inverseur, le commutateur de pôles et les résistances de démarrage. Il est représenté par la figure 10. La commande de l'inverseur et du commutateur est effectuée par l'intermédiaire d'air comprimé, au moyen de relais pneumatiques : pour faire fonctionner l'un ou l'autre de ces appareils, le mécanicien dispose de deux manettes. La commande des résistances est effectuée mécaniquement au moyen d'un volant, d'un arbre et d'une chaîne de transmission reliant ce dernier aux contacts qui glissent à côté des résistances mêmes.

La poignée correspondant à l'inverseur peut prendre trois positions, avant, arrière et neutre, cette dernière servant pour l'enlèvement de la poignée. Aux positions avant et arrière, de l'air comprimé est envoyé à l'inverseur qui se place dans la position convenable, sous l'action d'un piston à air comprimé.

La poignée correspondant au commutateur de pôles n'a que deux positions, correspondant aux vitesses de 34 et 68 kilomètres à l'heure : de l'air comprimé est envoyé, de même que pour l'inverseur, dans un cylindre dont le piston effectue la manœuvre de l'appareil.

Le volant commandant les résistances sert à modifier la valeur de celles-ci pour le démarrage. Il y a 14 positions, dont 13 pour le démarrage et une position zéro, pour laquelle toutes les résistances sont en circuit sur le rotor, mais sans que le stator du moteur soit alimenté ; pour la position voisine du zéro, la totalité des résistances est encore en circuit sur

...

le rotor, et le stator est relié à la ligne primaire, l'air comprimé étant admis dans le cylindre de commande du commutateur.

Le démarrage normal s'effectue sur la petite vitesse, et l'on passe à la grande vitesse après avoir ramené au zéro le volant de démarrage, pour recommencer à mettre peu à peu les résistances hors circuit d'après les indications de l'ampèremètre. On peut aussi démarrer directement avec le commutateur de pôles placé sur la position de grande vitesse : on

n'a alors que 13 crans de réglage progressif, au lieu de 26 comme dans le cas précédent. Pour arrêter, on ramène le volant à la position zéro, pour laquelle le courant primaire est interrompu. Les manettes de l'inverseur et du commutateur de pôles ne peuvent être manœuvrées que quand le volant est sur la position zéro et le circuit primaire coupé. Lorsque la poignée de l'inverseur est enlevée, les soupapes de l'inverseur et du commutateur de pôles sont verrouillées.

Les *résistances*, qui sont introduites dans le circuit de chaque rotor, forment deux groupes séparés, un pour chaque moteur, placés l'un à l'avant et l'autre à l'arrière de la locomotive dans des coffres en tôle disposés de part et d'autre de la cabine du mécanicien. Elles sont constituées par des tissus en fil de rhéotan tendus sur des cadres en fer : des volets permettent d'y accéder de toutes parts. Chaque groupe comprend six éléments (un pour chaque phase du rotor) ; les cadres en fer de ceux-ci glissent dans des rainures et peuvent être sortis individuellement pour des révisions ou des réparations. Chaque élément est divisé en treize échelons. A chaque cadre sont fixés des contacts mobiles permettant un facile contrôle des défauts. Le réglage est effectué au moyen de balais en charbon et en cuivre commandés mécaniquement par une chaîne de transmission.

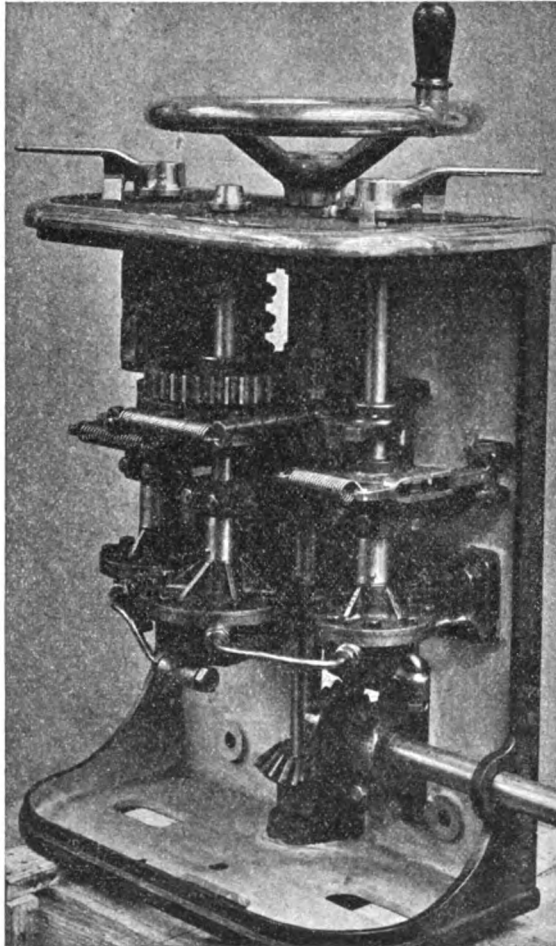


Fig. 9. — Contrôleur de la locomotive Brown-Boveri.

Quatre ventilateurs, placés deux à l'avant et deux à l'arrière de la locomotive, produisent un violent courant d'air qui assure un bon refroidissement des résistances. Ces ventilateurs sont entraînés par de petits moteurs de trois chevaux insérés dans le circuit du rotor du moteur de traction correspondant : ils entrent donc en fonctionnement quand celui-ci démarre et sont mis hors circuit par un dispositif automatique quand le moteur de traction a atteint sa pleine vitesse, c'est-à-dire au moment où les résistances sont mises hors circuit et n'ont plus besoin de ventilation.

L'*interrupteur de secours* placé sur le toit de la locomotive, au milieu de celui-ci, est formé de deux parties, l'interrupteur proprement dit, et une caisse à huile. Il est toujours fermé à la main au moyen d'une poignée : il peut être ouvert soit à la main au moyen d'une corde,

soit électriquement en cas de court-circuit par le jeu d'un relais à maxima, soit en cas de freinage brusque (mais non de freinage normal) par le jeu d'un relais à air comprimé. Un verrouillage, réalisé par un cylindre à air comprimé, empêche que l'interrupteur soit manœuvré lorsque le contrôleur n'est pas au zéro.

Les organes de prise de courant sont munis chacun d'un *interrupteur de sectionnement* permettant d'isoler l'un des deux appareils s'il s'y produit un défaut d'isolement, et de marcher avec l'autre appareil seul. La manœuvre de ces interrupteurs est faite à la main au moyen de poignées ; elle ne peut être exécutée que quand il n'y a pas de courant, ou il existe un verrouillage pneumatique lorsque les archets sont en contact avec la ligne aérienne.

Tous les appareils à haute tension relatifs à un moteur, c'est-à-dire l'inverseur, le commutateur de pôle, les transformateurs des appareils de mesure et les fusibles placés dans un coffret spécial, sont enfermés dans une *armoire métallique* : ces groupes d'appareils sont distincts pour les deux moteurs, afin que la locomotive puisse fonctionner avec un seul moteur en cas d'avarie à l'autre. L'inverseur et le commutateur de pôles relatifs à chaque moteur sont enfermés dans une caisse à huile commune et sont commandés par deux pistons à air comprimé. L'armoire à haute tension est fermée par une clé particulière et ne peut être ouverte que quand les archets ne sont pas en contact avec la ligne. Réciproquement, les archets ne peuvent pas être mis en contact quand l'armoire est ouverte.

Un *transformateur* de 7 kilowatts abaisse la tension des courants triphasés à 110 volts pour l'alimentation des compresseurs et d'une partie des circuits d'éclairage. Il est plongé dans un bain d'huile et boulonné sous le plancher de la locomotive : les parties métalliques sont reliées à la terre.

Deux *compresseurs* Christensen à deux pistons plongeurs commandés par des moteurs électriques fournissent l'un l'air comprimé nécessaire aux freins Westinghouse, l'autre l'air comprimé nécessaire au sifflet, aux sablières et à la commande des appareils électriques. Un seul compresseur peut suffire à assurer la totalité du service : chacun d'eux produit par minute 415 litres d'air comprimé à 7,5 atmosphères. Ces appareils sont reliés aux moteurs correspondants par des accouplements à plateaux que l'on peut facilement déconnecter. L'air comprimé est emmagasiné dans quatre réservoirs cylindriques. La commande des moteurs de compresseurs est effectuée automatiquement ou à la main. Dans le premier cas, la mise en marche est assurée par un régulateur électromagnétique qui ferme le circuit dès que la pression baisse et le rompt quand la pression atteint à nouveau 7^{kg},5.

Les *circuits d'éclairage* sont reliés à une phase du secondaire des transformateurs à 110 volts. Une seule lampe fixe éclaire la cabine du mécanicien : on a évité d'employer un éclairage plus brillant pour que les signaux soient nettement visibles. Deux lampes à incandescence avec réflecteurs éclairent les appareils de mesure. Enfin plusieurs prises de courant permettent de brancher des lampes portatives en différents points pour faciliter la révision, le graissage, etc.

Tous les *appareils à basse tension* sont groupés sur deux petits tableaux en marbre disposés contre les parois de la cabine. Les appareils de mesure à haute tension sont placés, sur des plaquettes de marbre, à proximité des contrôleurs : ils sont alimentés par des petits transformateurs placés dans les armoires à haute tension et ne sont soumis qu'à une tension de 40 volts.

A. SOLIER.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur le réglage de la tension des dynamos génératrices à courant continu. — Hobart. — Electrical Review, 24 août 1906.

On a donné un grand nombre de méthodes pour prédéterminer le réglage de la tension des alternateurs, mais on n'a encore indiqué aucune bonne méthode permettant d'évaluer avec quelque approximation le réglage des dynamos génératrices à courant continu. La considération principale est relative à l'influence de la position des balais qui affecte la grandeur de l'interférence de l'induit. En 1902, l'auteur a publié quelques articles sur ce sujet, et a fait, depuis lors, un grand nombre d'expériences, dont les résultats l'ont conduit à une méthode satisfaisante pour la prédétermination du réglage des dynamos à courant continu. Cette méthode a été appliquée par lui à un grand nombre de projets de dynamos, et les résultats obtenus ont toujours été satisfaisants.

On exprime généralement l'interférence totale de l'induit en fonction des ampère-tours de l'induit par pôle, et on regarde cette interférence comme consistant en deux composantes, les ampère-tours démagnétisants et les ampère-tours de distorsion. Avec les balais au point neutre, les ampère-tours démagnétisants sont nuls, et, avec les balais déplacés de la moitié du pas polaire (c'est-à-dire dans la position opposée au milieu de la masse polaire), l'influence démagnétisante atteint un maximum. Dans la première position, la tendance à la distorsion atteint un maximum, et dans la deuxième position, elle est nulle.

L'effet de distorsion est en général beaucoup moins important, principalement à cause de la réluctance magnétique élevée sur laquelle il agit. Comme l'effet démagnétisant, son importance varie avec la position du balai.

L'auteur ne revendique, pour la méthode qu'il va développer, aucun degré d'exactitude, mais indique qu'elle constitue un guide précieux pour la détermination des enroulements compound et permet, sans pertes de temps considérables, d'étudier ce qui se passe dans une machine à courant continu.

Influence des ampère-tours démagnétisants. —

L'influence directe magnétisante ou démagnétisante de l'induit est bien déterminée. Avec les balais au point neutre géométrique, les ampère-tours de l'induit ne sont ni magnétisants ni démagnétisants directement, et ils n'affectent le flux que comme résultat de l'aimantation transversale, ou distorsion. Quand les balais sont décalés vers l'avant, les ampères-tours de l'induit sont démagnétisants. Quand les balais sont calés en arrière, ils sont magnétisants. Soit A le nombre des lames de collecteur par pôle, soit B le nombre des lames de collecteur dont les balais sont décalés en avant ou en arrière. Soient C le courant de la machine à pleine charge, D le nombre de circuits de l'induit entre les balais positifs et les balais négatifs, E le nombre d'ampère-tours par lame. L'intensité totale de l'induit à pleine charge, exprimée en ampère-tours par pôle, est ACE/D . Pour un décalage de B lames, les ampère-tours induits directement démagnétisants par pôle à pleine charge sont donnés par l'expression

$$(2B/A) \times (ACE/D) = 2BCE/D.$$

L'influence de ces ampère-tours démagnétisants peut être compensée par un nombre correspondant d'ampère-tours sur les bobines d'inducteurs.

Influence des ampère-tours de distorsion. — On considère généralement que la distorsion peut être limitée par l'emploi d'une réluctance élevée dans l'entrefer et la denture qui font partie du circuit magnétique commun au flux magnétique de l'induction et à la composante de distorsion du flux magnétique dû à la force magnétomotrice de l'induit. Donc, dans les méthodes de détermination de l'excitation nécessaire pour surmonter les ampère-tours de distorsion, il est naturel d'employer un terme proportionnel aux ampère-tours de saturation pour l'entrefer et la denture.

Il se trouve que, pour tous les points de saturation d'une dynamo à courant continu établie d'une façon normale, les ampère-tours de saturation pour surmonter la réluctance magnétique de l'entrefer et de la denture constituent un pour 100 à peu près constant des ampère-tours de saturation. L'auteur a vérifié ce fait sur un

grand nombre de machines, et l'on peut s'en rendre compte par l'examen du tableau I, donné plus loin, d'après lequel on voit que les valeurs des ampère-tours pour l'entrefer et la denture, exprimées en pour 100 des ampère-tours totaux de saturation par bobine inductive, sont des quantités à peu près constantes.

TABLEAU I
Ampère-tours inducteurs.

KW.	VOLTAGE	NOYAU	DENTS	ENTREFER	NOYAUX INDUCTEURS	CULASSE	AMP. TOURS TOTAUX (T)	ENTREFER ET DENTS (S)	S EN % DE T
10	50	8	5	237	43	58	315	242	69,0
10	100	20	14	472	67	160	733	486	66,0
10	150	32	138	710	95	314	1 289	848	66,0
10	220	68	1 000	950	210	515	2 743	1 950	71,0
50	50	30	8	306	60	102	507	315	62,0
50	100	45	15	612	105	306	1 083	627	58,0
50	150	60	42	918	135	612	1 767	960	56,0
50	200	75	510	1 224	210	950	2 969	1 734	58,0
50	225	105	1 410	1 460	405	1 260	4 640	2 870	61,8
300	50	38	9	1 120	170	200	1 537	1 129	73,5
300	100	38	21	2 240	272	400	3 971	2 261	76,0
300	150	76	101	3 360	340	680	4 557	3 461	76,0
300	205	142	2 500	4 770	770	1 360	9 542	7 270	76,5
550	100	35	5	940	160	180	1 320	945	71,5
550	200	63	15	1 870	276	330	2 554	1 885	74,0
550	300	88	25	2 800	345	420	3 678	2 825	77,0
550	400	105	50	3 760	415	510	4 840	3 810	79,0
550	450	123	90	4 200	505	570	5 487	4 290	78,5
550	500	140	250	4 700	690	660	6 440	4 950	77,0
550	550	175	750	5 170	1 060	900	8 055	5 920	73,5
750	50	17	9	1 084	120	120	1 350	1 093	81,0
750	100	37	37	2 170	210	270	2 703	2 186	81,0
750	150	41	41	3 250	270	480	4 086	3 295	81,0
750	200	66	66	4 320	450	780	5 976	4 680	78,5
750	230	74	2 000	5 100	600	1 100	8 847	7 120	80,2
750	300	25	15	1 190	160	87	1 477	1 205	81,7
750	200	63	20	2 390	280	174	2 927	2 410	82,4
750	300	75	70	3 580	360	290	4 375	3 650	83,5
750	400	100	400	4 780	480	435	6 195	5 180	83,7
750	500	175	2 000	6 100	1 100	580	10 555	8 100	80,5

Dans la détermination des ampère-tours nécessaires pour surmonter la distorsion de l'induit, il est évidemment beaucoup plus commode d'introduire un terme exprimant les ampère-tours totaux de saturation par bobine inductive que l'on peut obtenir directement d'après la courbe de saturation à vide (prédéterminée ou

bien observée), plutôt que de se donner la peine de décomposer en ses composantes la courbe de saturation, ou d'estimer séparément les ampère-tours de saturation pour l'entrefer et la denture. D'après ces considérations, l'auteur a tracé les courbes de la figure 1 au moyen de chiffres relevés expérimentalement et les a trouvés très

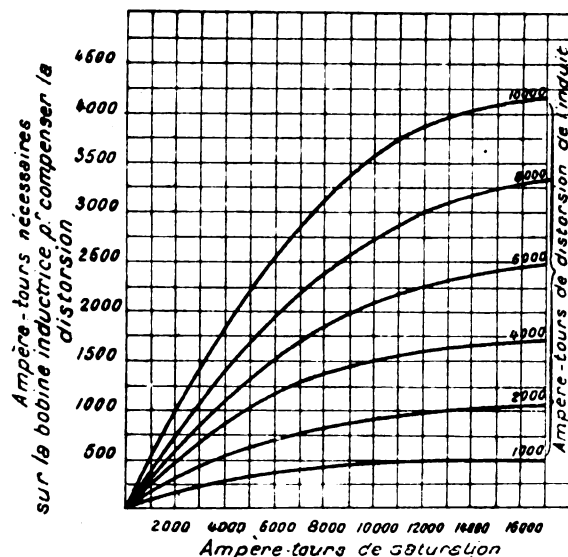


Fig. 1.

commodes pour la détermination de l'excitation additionnelle par bobine inductive, nécessaire pour surmonter l'influence de la composante de distorsion de l'interférence de l'induit. Les ampère-tours totaux de distorsion par pôle à charge C et pour la position B des balais, sont donnés par l'expression

$$(ACE/D) - (2BCE/D)$$

ou

$$(A - 2B) \frac{CE}{D}$$

L'auteur applique ces principes à la dynamo génératrice de 550 kilowatts à dix pôles prise comme exemple par lui en 1903. Il emploie la courbe de saturation tracée pour des tensions atteignant 650 volts et une courbe additionnelle pour les ampère-tours de saturation nécessaires pour compenser la chute ohmique R dans l'induit et au passage des balais dans la machine en court-circuit. Les courbes de réglage de l'excitation pour différents débits et différentes tensions aux bornes sont indiqués par la figure 2 : les excitations sont portées en ampère-tours par bo-

bine inductive : les abscisses représentent les positions correspondantes des balais.

Un point intéressant du diagramme de la figure 2 est que les courbes d'excitations pour différentes charges, aux bas voltages, se rencontrent toutes en un même point par une certaine position des balais en arrière du point mort. Le point correspond à la position des balais nécessaire pour que l'induit soit auto-régulateur à voltage constant en vertu de l'interférence de l'induit pour toutes charges au voltage particulier pour lequel les courbes sont tracées. Pour

les tensions plus élevées, le croisement des courbes correspondant aux différentes charges ne se produit plus en un point unique, mais les courbes correspondant aux charges élevées se croisent plus en arrière que les courbes correspondant aux faibles charges. Cela est dû à la forme de la courbe de saturation, par suite de laquelle les quelques volts supplémentaires nécessaires pour compenser la chute ohmique dans l'induit exigent une beaucoup plus grande augmentation des ampère-tours inducteurs aux fortes charges qu'aux faibles charges.

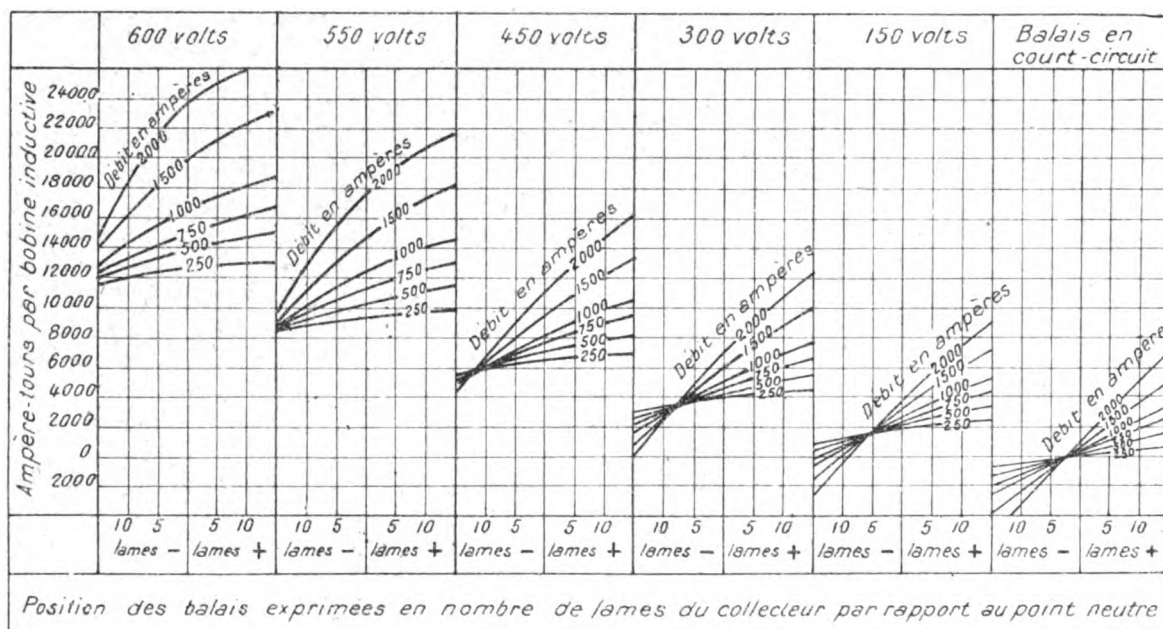


Fig. 2.

L'auteur prédétermine, par l'application de cette méthode, les courbes de la machine dans différentes conditions, et montre que ces courbes coïncident avec les courbes relevées expérimentalement.

R. V.

Le court-circuit brusque des alternateurs triphasés. — F. Punga. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 6 septembre 1906.

Dans de grandes installations de transmission d'énergie et dans un certain nombre d'usines électrochimiques, on ne peut pas éviter les court-circuits de toute l'usine : on a été conduit alors à demander que les alternateurs monophasés

et polyphasés puissent supporter pendant quelque temps le courant total du court-circuit. De telles conditions sont déjà considérées comme normales en Amérique, tandis qu'elles sont rares sur le continent. On pourrait citer en Europe un grand nombre de cas où un court-circuit a amené de très importantes avaries, particulièrement dans l'enroulement induit. Les têtes de bobines sont déformées et l'isolant fortement endommagé. Même quand on n'aperçoit pas de déformation de l'enroulement, l'isolant des canaux en micanite est souvent endommagé mécaniquement, et la machine peut brûler ensuite sous l'effet d'une faible élévation de tension. Souvent aussi, le volant inducteur est

très éprouvé au point de vue mécanique. Il est donc intéressant d'étudier les phénomènes qui se produisent lors d'un court-circuit brusque des alternateurs. Toutefois la question est si compliquée qu'il semble à peu près impossible de donner une solution exacte. La méthode suivante présente donc simplement une approximation grossière.

Soit M_o le flux sortant d'un arc polaire pour pénétrer dans l'induit. Soit N le nombre d'ampère-tours nécessaires pour l'inducteur quand le courant normal de pleine charge circule dans l'induit court-circuité. Il y a en outre, dans ce cas, un faible flux M_i allant de l'arc polaire dans l'induit, pour compenser la self-induction de celui-ci et, dans les pôles, il existe le flux M_e et un flux M_f correspondant à la dispersion des pôles.

Si un alternateur normalement excité (F_o ampère-tours) est court-circuité, le courant dans l'induit est évidemment F_o/F fois plus grand que le courant normal. Il passe de l'arc polaire dans l'induit un flux $M_o = M_i (F_o/F)$ et la dispersion des inducteurs devient $M_{fo} = M_f (F_o/F)$.

On peut donc dire que, aussi bien dans l'induit que dans l'inducteur, lors d'un court-circuit brusque, il se produit une variation de flux de $M_o - M_{fo}$: c'est cette variation que l'on doit considérer en premier lieu comme la cause de tous les phénomènes provoqués par un court-circuit brusque.

La variation de ce flux ne peut évidemment se produire que peu à peu, exactement comme la diminution d'un courant dans un circuit contenant de la self-induction et de la résistance ohmique, lorsque la f. é. m. cesse d'agir. Il en résulte que, pendant toute la durée de variation, il se produit dans l'enroulement induit une tension plus élevée que celle qui correspond au courant normal de court-circuit. Au premier instant, la tension est (M_o/M_{so}) fois plus grande et, si le court-circuit pouvait se former immédiatement, il serait (M_o/M_{so}) fois plus grand que sa valeur permanente J_k . Mais en réalité, le flux est déjà un peu tombé avant que le courant de court-circuit ait atteint sa valeur maxima : le plus grand courant statorique est donc inférieur à la valeur $(M_o/M_{so}) J_k$.

Même si l'on suppose que le courant de court-circuit brusque n'atteint que la moitié ou le tiers de cette valeur, cette considération simple

suffit pour montrer que le courant de court-circuit brusque peut avoir une valeur beaucoup plus grande que le courant normal. Le facteur (M/M_{so}) a, pour différentes tailles et différents types de machines, une valeur comprise entre 3 et 6 et est en général d'autant plus grand que le flux de la machine par pôle est plus grand. Si le courant normal de court-circuit est déjà 2,5 à 3,5 fois plus grand que le courant de pleine charge, on voit que, dans les cas défavorables, le courant de court-circuit brusque peut avoir une valeur vingt fois plus grande que le courant de pleine charge. Un tel courant peut produire des forces d'attraction et de répulsion très importantes dans les jonctions terminales de l'enroulement du stator, puisque ces forces sont proportionnelles au carré de l'intensité. La diminution du flux est encore accélérée par les courants intenses du stator, et il est bon d'étudier si d'autres phénomènes ne peuvent pas être provoqués encore par ce fait.

Dans l'enroulement inducteur, la variation du flux produit une f. é. m. proportionnelle à la dérivée dM/dt et agissant dans le même sens que la tension d'excitation. Le courant d'excitation est donc augmenté.

Si l'on désigne par L la self-induction du circuit d'excitation rapportée à un pôle, par R la résistance, par e la différence de potentiel continue agissant sur le circuit d'excitation (rapportée à un pôle), par i' le courant d'excitation, l'accroissement du courant d'excitation peut être représentée par l'équation suivante :

$$e - z \frac{dM}{dt} 10^{-8} = L \frac{di'}{dt} + Ri',$$

z désignant le nombre de tours de la bobine inductrice d'un pôle. Pour simplifier, on introduit le facteur

$$i = i' - (e/R) = i' - i_o,$$

c'est-à-dire l'accroissement i du courant d'excitation au delà de sa valeur normale i_o . On obtient alors l'équation :

$$- z \frac{dM}{dt} 10^{-8} = L \frac{di}{dt} + Ri.$$

Pour un cas particulier, on peut calculer d'après cette expression la valeur maxima de i . Si R est très petit en comparaison de L , de

façon que l'on puisse négliger le terme Ri , on a évidemment

$$-z\Delta M 10^{-8} = Li$$

$$i = -z \frac{\Delta M}{L} 10^{-8}.$$

En général, la self-induction du circuit d'excitation dont il s'agit consiste en le champ de dispersion M_f lié à l'enroulement d'excitation.

Pour le courant $i_0 = (e/R)$, le champ de dispersion M_f est donc :

$$L = \frac{zM_{f0}}{i_0} 10^{-8}$$

et l'on trouve finalement la valeur suivante :

$$i = -\frac{z(\Delta M) \cdot 10^{-8}}{z(M_{f0}/i_0) 10^{-8}} = -i_0 \left(\frac{\Delta M}{M_{f0}} \right).$$

Le facteur ΔM étant négatif, i est en tous cas positif. Si, par exemple, le flux est tombé à la moitié de sa valeur primitive, on a :

$$\Delta M = -(1/2) M$$

et
$$i = +\frac{1}{2} i_0 \left(\frac{M}{M_{f0}} \right).$$

Pour une dispersion de 20 %, le courant d'excitation augmente de

$$+\frac{1}{2} i_0 \frac{1}{0,2} = 2,5 i_0 :$$

il a donc pour valeur 3,5 fois sa valeur primitive.

D'une part cet accroissement du courant d'excitation est encore augmenté par le fait que le flux M tombe à moins de moitié de sa valeur, mais d'autre part la résistance R de l'enroulement inducteur, négligée jusqu'ici, produit une diminution graduelle du courant d'excitation. Avant d'examiner l'effet de ce facteur, il reste à examiner l'influence de la variation dM/dt sur l'enroulement induit.

Dans un alternateur immobile, l'enroulement induit devrait évidemment se comporter exactement comme l'enroulement inducteur, c'est-à-dire que la diminution du flux devrait produire une force magnétomotrice tendant à empêcher la diminution du flux. Mais dès que l'inducteur tourne, il se produit dans l'enroulement induit une tension alternative dont la valeur maxima est proportionnelle à (dM/dt) . Dans l'enroulement induit sont alors induites deux forces électromotrices :

1° Une f. é. m. proportionnelle à M : les ampère-tours de l'induit produits par cette f. é. m. sont purement démagnétisants (J_1);

2° Une f. é. m. proportionnelle à (dM/dt) et déphasée de 90° environ sur la première f. é. m.

Si la résistance ohmique de l'enroulement statorique court-circuité était nulle, les courants induits produits par la deuxième f. é. m. (J_2) n'exerceraient presque aucune réaction sur l'inducteur, mais auraient la même position par rapport au milieu du pôle, que les ampère-tours d'induit d'un alternateur pour $\cos \varphi = 1$.

Si l'on suit la marche des courants, on reconnaît qu'ils agissent, en ce qui concerne le sens, comme une charge normale non inductive, c'est-à-dire qu'ils exercent un couple opposé au sens de rotation. Ce couple est évidemment proportionnel au produit MJ_2 ou aussi au produit $M(dM/dt)$.

Les formules données plus loin montrent que ce produit ne peut pas donner une grande valeur, de même que, d'ailleurs, l'influence de la f. é. m. produite dans l'induit par (dM/dt) est faible.

Si la résistance ohmique est importante dans le circuit court-circuité, les courants statoriques ne sont pas déphasés de 90° exactement en arrière de la f. é. m. produite, mais de $(90^\circ - \beta)^\circ$. L'effort mécanique est donc proportionnel à $M(dM/dt) \cos \beta$.

Mais les courants du stator J_2 exercent une action magnétisante proportionnelle à $J_2 \sin \beta$. De même les courants statoriques produits par la première f. é. m. diminuent d'action démagnétisante, et possèdent une composante ($\sin \varphi$) qui agit pour freiner l'inducteur tournant et qui, dans certaines circonstances, peut produire des efforts mécaniques très considérables sur l'inducteur tournant.

Entre les ampère-tours du stator et ceux de l'inducteur, il y a la relation suivante : les contre-ampère-tours du stator sont égaux aux ampère-tours inducteurs diminués des ampère-tours nécessaires pour produire le flux M .

Les contre-ampère-tours, pour une valeur quelconque du flux M , ont pour valeur $F (M/M_0)$. Ces contre-ampère-tours n'agissent pas en même temps que M , mais sont un peu en retard ; pour l'étude approximative dont il s'agit, on peut toutefois admettre la concordance de phase de $F (M/M_0)$ et de M .

Pendant le premier quart de période après le court-circuit seulement, cette hypothèse ne peut pas être maintenue, car le courant statorique ne peut pas s'élever brusquement à un multiple de sa valeur normale. Ce point sera examiné plus en détail dans la suite.

Par suite de la diminution du flux, l'enroulement induit est le siège d'une f. é. m. induite proportionnelle à (dM/dt) . Si le flux M a une vitesse de rotation correspondant à la fréquence f , la f. é. m. produite a la même valeur que si le flux subissait une variation :

$$dM/dt = \pi f M / p \text{ sec.}$$

Les ampère-tours de l'induit, produits par dM/dt , doivent donc avoir une valeur plus grande dans le rapport $\frac{dM/dt}{\pi f M}$ que les ampère-tours produits par la rotation de M . Si l'on tient compte en outre de ce que la composante $\sin \varphi$ intervient seule pour les contre-ampère-tours, ceux-ci ont pour valeur :

$$\frac{dM/dt}{\pi f M} \frac{M}{M_s} F \sin \beta = \frac{dM/dt}{\pi f M_s} F \sin \beta.$$

Les ampère-tours inducteurs ont pour valeur zi' .

De la courbe à vide, on déduit pour le flux M_0 les ampère-tours correspondants F_0 : les ampère-tours nécessaires pour produire M ont donc pour valeur $(M/M_0)F_0$ dans les machines peu saturées.

En réalité, cette même équation peut être appliquée avec une exactitude suffisante au cas des machines fortement saturées, car pendant le court-circuit brusque la dispersion des pôles augmente beaucoup, de sorte que, même pour une faible saturation de l'air, il existe une forte saturation des pôles, abstraction faite de ce que ces ampère-tours ne jouent qu'un rôle très peu important dans l'équation principale. Celle-ci est la suivante :

$$\frac{M}{M_s} F + \frac{(dM/dt)}{\pi f M_s} F \sin \beta = zi' - \frac{M}{M_0} F_0. \quad (1)$$

La valeur de (dM/dt) étant négative, les ampère-tours qui figurent dans le deuxième terme de cette équation ne sont pas démagnétisants, mais renforcent le flux. Outre cette équation fondamentale, il y a la deuxième équation déjà développée.

$$-z \frac{dM}{dt} 10^{-8} = L \frac{di}{dt} + Ri \quad (2)$$

$$\text{ou} \quad i = i' - i_0 = i' - (e/R).$$

En différenciant l'équation (1), on obtient :

$$\left(\frac{F}{M_s} + \frac{F_0}{M_0} \right) \frac{dM}{dt} + \frac{F \sin \beta}{\pi f M_s} \frac{d^2 M}{dt^2} = z \frac{di}{dt}.$$

Si l'on remplace (dM/dt) et $(d^2 M/dt^2)$ par les valeurs suivantes tirées de l'équation (1) :

$$-\frac{10^8}{z} \left(L \frac{di}{dt} + Ri \right)$$

et

$$-\frac{10^8}{z} \left(L \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} \right),$$

on obtient finalement l'équation suivante :

$$L \frac{F \sin \beta}{\pi f M_s} \frac{d^2 i}{dt^2} + \left[R \frac{F \sin \beta}{\pi f M_s} + \left(\frac{F}{M_s} + \frac{F_0}{M_0} \right) L + z^2 10^{-8} \right] \frac{di}{dt} + \left(\frac{F}{M_s} + \frac{F_0}{M_0} \right) Ri = 0.$$

La solution de cette équation est de la forme :

$$i = C_1 e^{\omega_1 t} + C_2 e^{\omega_2 t},$$

ω_1 et ω_2 étant les racines de l'équation :

$$L \frac{F \sin \beta}{\pi f M_s} \omega^2 + \left[R \frac{F \sin \beta}{\pi f M_s} + \left(\frac{F}{M_s} + \frac{F_0}{M_0} \right) L + z^2 10^{-8} \right] \omega + \left(\frac{F}{M_s} + \frac{F_0}{M_0} \right) R = 0.$$

Le cas particulier le plus important est celui pour lequel $\sin \beta = 0$, c'est-à-dire pour lequel la résistance de l'enroulement statorique peut être considérée comme nulle. L'équation prend alors la forme

$$i = C e^{\omega t}$$

$$\text{ou} \quad \omega = - \frac{\left(\frac{F}{M_s} + \frac{F_0}{M_0} \right) R}{\left(\frac{F}{M_s} + \frac{F_0}{M_0} \right) L + z^2 10^{-8}}.$$

(A suivre.)

R. V.

Détermination graphique du rapport des variations de vitesse et de tension dans les moteurs shunt. — Kennely. — Electrical World.

L'auteur indique un procédé graphique pour déterminer les variations de vitesse des moteurs shunt à courant continu. Un moteur shunt développe un couple constant. Une variation de ν % de la tension produit, en général, une variation de vitesse de s %.

L'auteur appelle « rapport des variations de vitesse et de tension » ou plus brièvement, rapport vitesse-tension le rapport $a = s/\nu$. Ce rapport a dépend de la forme de la courbe d'aiman-

tation de la machine, de la grandeur de la variation de tension, et de la chute de tension de l'induit. Si l'on fait abstraction, en première approximation, des deux derniers facteurs, on voit que a varie avec la saturation. Dans une machine complètement saturée, le flux dans l'induit est indépendant de l'excitation, et $a = t$. Dans une machine pas saturée du tout, le flux augmente et diminue proportionnellement à la variation de tension $a = 0$. Dans les moteurs employés en pratique, a est compris entre 0,6 et 0,9 de sorte que, si le voltage normal éprouve une variation de 5 %, la vitesse varie de 3 à 4,5 %. Plus est rendue faible la valeur du rapport s/v , sans augmenter les frais de construction et d'emploi du moteur, et meilleur est le réglage de la vitesse pour une différence de potentiel présentant des fluctuations.

Soit C le point correspondant au fonctionnement normal, sur la caractéristique à vide tracée avec les tensions en abscisses et le flux dans l'induit en ordonnées. On a, par exemple, pour ce point, une tension Oc de 120 volts et un flux de 10×10^8 dans l'induit. Soit D le point correspondant à la tension plus élevée Od de 140 volts par exemple. On joint les points CD par une ligne droite coupant l'axe OY; on prend en Of sur l'axe ox une longueur proportionnelle à la chute ohmique RI dans l'enroulement induit: dans la figure 1, on a supposé cette chute ohmique égale

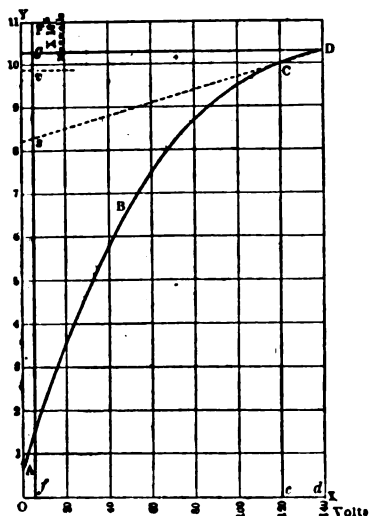


Fig. 1.

5 volts. On mène la ligne horizontale Dg qui coupe la ligne verticale fF en g. On prend sur gf

une longueur gv proportionnelle à la chute ohmique RI dans l'induit par rapport au voltage normal : $gv/gf = Of/Oc$. La droite CD coupe en s la verticale fF. Le rapport vitesse-tension est fs/fv , ou est égal à la longueur fs si fv est pris comme unité. Dans le cas de la figure 1,

$$fs = 8,275 \text{ et } fv = 9,871$$

On a donc $s/v = 8,275/9,871 = 0,8383$.

Il est évident qu'en rendant considérable la chute de tension dans l'induit, par l'emploi de résistances auxiliaires dans l'enroulement, on peut rendre théoriquement aussi grand que l'on veut le rapport vitesse-tension. Un petit moteur employé comme appareil de mesure, avec des inducteurs presque complètement saturés ou des aimants permanents et une résistance convenable en manganin dans le circuit de l'induit, chargé avec un couple constant, peut être établi pour que le rapport vitesse-tension ait pour valeur 10, de façon qu'une variation de 1 % sur la tension produise une variation de 10 % sur la vitesse. Dans ce cas, la chute ohmique dans l'induit représente 90 % du voltage total. Un tel appareil peut fournir un indicateur sensible des variations de tension.

Il est aussi évident que, pour obtenir les plus faibles variations possibles, dans les cas où l'on désire avoir un réglage automatique satisfaisant de la vitesse du moteur, il faut établir un appareil travaillant au-dessous du coude de la courbe de saturation B. On peut remplir ces conditions en pratique en employant un moteur plus puissant que cela n'est nécessaire et en affaiblissant artificiellement son champ au degré voulu par l'introduction d'une résistance supplémentaire dans le circuit inducteur shunt.

La construction indiquée sur la figure 1 correspond algébriquement à :

$$s/v = \frac{\Delta\omega/\omega}{\Delta E/E}, \quad (1)$$

en appelant ω la vitesse normale de rotation du moteur et E la tension normale. $\Delta\omega$ est la variation de vitesse due à la variation de tension ΔE . R. R.

Relations de la charge et du facteur de puissance dans les transformateurs diphasés-triphasés. — A. Fish et A. Shane. — Electrical World, 28 juillet 1906.

Les auteurs montrent, en s'appuyant sur le

diagramme des vecteurs, que, lorsque la charge secondaire est équilibrée, les primaires des transformateurs diphasés-triphasés sont également équilibrés comme charge et facteurs de puissance.

Si les primaires de deux transformateurs établis pour la même tension sont reliés chacun à une phase d'un circuit diphasé et si le secondaire de l'un, avec une tension égale à 0,866 (c'est-à-dire $1/2 \sqrt{3}$) de celle de l'autre secondaire, est connecté au point milieu de ce dernier, les courants diphasés sont transformés en courant triphasés. Inversement, si des f. é. m. triphasées agissent sur les secondaires de ces transformateurs, on obtient au primaire des courants diphasés. La figure 1 montre les connexions, P et P' sont les primaires des transformateurs, reliés à un circuit diphasé; le secondaire BO de l'un d'eux porte un nombre de tours égal à 0,866 fois le nombre de tours de l'autre et il est relié au point milieu O du secondaire CA. Les f. é. m. aux bornes AB, BC et CA sont égales entre elles et sont déphasées de 120° .

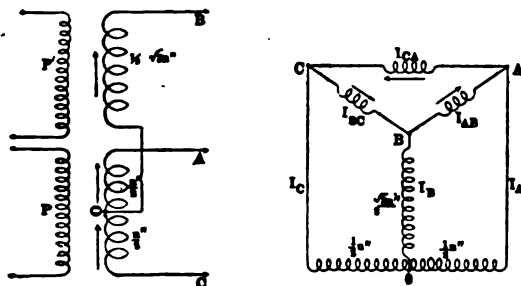


Fig. 1 et 2.

Le schéma de la figure 2 et le diagramme de la figure 3 indiquent les relations des courants et des f. é. m. en désignant par :

- E_{AB} la f. é. m. entre A et B;
- E_{BC} — B et C;
- E_{CA} — C et A.
- I_{AB} le courant dans le circuit relié à A et B;
- I_{BC} — — B et C;
- I_{CA} — — C et A.
- I_A le courant dans la ligne A;
- I_B — B;
- I_C — C.

On suppose que la direction positive des courants dans la boucle ACBA de la figure 2, qui représente un circuit triphasé en triangle équilibré relié aux bornes des secondaires, soit la

direction inverse du mouvement des aiguilles d'une montre.

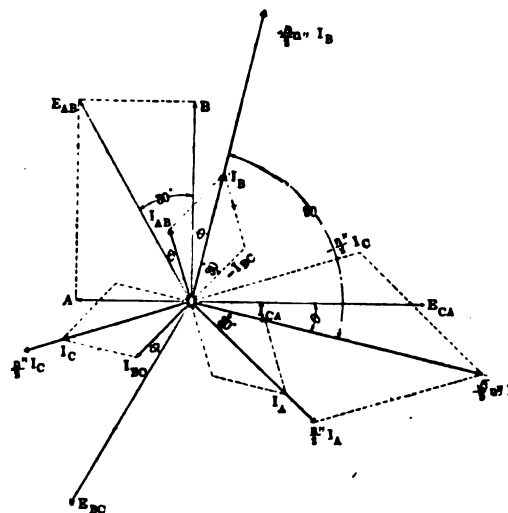


Fig. 3.

Dans le diagramme de la figure 1, les courants I_{AB} , I_{BC} , I_{CA} , sont représentés décalés d'un angle θ en arrière des vecteurs de force électromotrice E_{AB} , E_{BC} et E_{CA} . Les vecteurs des courants de ligne I_A , I_B , I_C sont représentés ainsi dans leurs positions angulaires et à l'échelle, chacun d'eux étant la différence vectorielle de I_{AB} et I_{CA} , I_{BC} et I_{CA} ou I_{BC} et I_{AB} . OB est le vecteur représentant la f. é. m. en grandeur et en direction aux extrémités du secondaire; OB étant l'une des composantes de la f. é. m. E_{AB} , dont l'autre composante est OA. On voit, d'après le diagramme, que le courant I_B , passant dans ce secondaire, est décalé de l'angle θ en arrière de la f. é. m. secondaire. C'est l'angle de décalage du courant sur la f. é. m. correspondante dans le circuit de charge de chaque phase. Le courant primaire suivant les variations du secondaire (en phase et en valeur) dans le transformateur local, le facteur de puissance du primaire P' (fig. 1) est le même que le facteur de puissance des charges équilibrées des secondaires.

Les ampère-tours sur le secondaire OB ont pour valeur $1/2 \sqrt{3} NI_B$. Ils sont portés sur la direction I_B à l'échelle de la figure 3. La contrepartie de ces ampère-tours est sur le primaire P'.

Si l'on considère le secondaire CA, on voit que les ampère-tours résultants sont formés de deux parties $1/2 NI_C$ et $1/2 NI_A$, égales en valeur.

La différence vectorielle de ceux-ci donne les ampère-tours résultants. Dans la figure 3, le vecteur $1/2 NI_C$, tracé en grandeur et en direction, a été inversé et la résultante a été obtenue par combinaison avec le vecteur $1/2 NI_A$; le vecteur obtenu est $(\sqrt{3}/2) NI$, égal en grandeur au vecteur qui représente les ampère-tours sur le secondaire OB, à 90° de lui, et à θ en arrière de E_{AC} , f. é. m. du secondaire CA. Ce sont ces ampère-tours résultants qui ont leur contrepartie sur le primaire P et qui varient avec ceux du primaire.

Les deux primaires sont donc également chargés et chacun d'eux présente le même facteur de puissance que le circuit triphasé. On peut de même établir le diagramme pour un circuit en étoile équilibré.

R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur les pertes d'énergie dans le diélectrique des câbles parcourus par des courants alternatifs à haute tension. — P. Humann. — Elektrische Bahnen, 24 août et 4 septembre 1906.

On a déjà maintes fois signalé le fait qu'un condensateur s'échauffe lorsqu'il est soumis à des tensions alternatives élevées. Si, au contraire, on relie les armatures à une source de courant continu, ce phénomène ne se manifeste pas. Arno et Hess ont attribué cette consommation d'énergie des condensateurs à la présence de petites particules conductrices dans le diélectrique; Steinmetz et van Hoor l'attribuent à l'existence de petites bulles d'air dans l'isolant; Apt et Mauritius pensent qu'elle est due uniquement à la résistance d'isolement. Benischke et Steinmetz admettent la possibilité que les pertes proviennent en partie des vibrations mécaniques, qui se manifestent bruyamment; Maxwell et van Hoor supposent aussi une polarisation chimique. Mais la plupart des observateurs inclinent à croire qu'il y a un phénomène d'hystérésis, analogue à l'hystérésis magnétique.

Apt et Mauritius, Heinke, Eisler, Janet admettent que la consommation d'énergie est proportionnelle au carré de la tension: Schauffelberger trouve que cette loi n'est vraie que pour les condensateurs parfaits; Arno pense que la consommation d'énergie est proportionnelle à la puissance 1,6 de la tension et Threllfall trouve que

la puissance de la tension à laquelle l'échauffement est proportionnel est comprise entre 1,5 et 1,96 pour les diélectriques homogènes et est égale à 2 pour les diélectriques non homogènes.

En outre, quelques expérimentateurs ont trouvé qu'à proximité de la valeur de la tension de rupture les pertes augmentent plus vite que le carré de la tension.

Quelques observateurs, parmi lesquels Eisler, pensent que, pour un isolant donné, les pertes dans le diélectrique sont proportionnelles à la capacité du condensateur.

La fréquence du courant alternatif joue un rôle important; la température du diélectrique intervient également dans les phénomènes.

Dans ces conditions, la prédétermination des pertes dans les condensateurs nécessitait des expériences détaillées que l'auteur a entreprises au laboratoire de la Société Felten et Guillaume avec des moyens très précis. Ces expériences ont porté sur des câbles électriques.

D'après un grand nombre de mesures faites sur des diélectriques équivalents, l'auteur est arrivé à la conclusion que les pertes peuvent être calculées au moyen de la formule:

$$W = KE^2C,$$

en désignant par W la perte de puissance en watts, par E la tension efficace en volts, par ν la fréquence du courant alternatif, par C la capacité du condensateur en farads et par K une constante.

Les résultats de mesure suivants prouvent l'exactitude de cette relation. La relation entre les pertes dans le diélectrique et la température sera étudiée plus tard.

Les câbles consistaient en un ou plusieurs conducteurs de cuivre entourés d'un isolant, généralement du papier imprégné ou des fibres, puis placés dans une enveloppe en plomb. La substance imprégnante était un mélange de résines, d'huiles et de graisses de différentes compositions. Les conducteurs étaient torsadés ou concentriques. Pour la préparation des câbles, on a recouvert d'abord ces conducteurs de papier ou de fibres, puis on a séché l'isolant dans le vide à haute température. Ensuite, l'isolant était imprégné et le câble entier était recouvert de l'enveloppe de plomb. On a là un condensateur tout à fait parfait dans lequel il semble qu'il n'existe ni particules conductrices ni bulles d'air.

Quand un condensateur est soumis à une tension alternative, il y passe une intensité de courant correspondant à la capacité. Pour un courant alternatif sinusoïdal, on a la relation

$$J_c = E_c \omega C 10^{-6},$$

en désignant par J_c le courant de charge en ampères, par E_c la tension agissant sur le condensateur, en volts (J_c et E_c sont les valeurs efficaces), $\omega = 2\pi\nu$ la pulsation; C la capacité en microfarads. La tension et le courant sont décalés de 90° environ.

Les mesures furent faites au wattmètre. Pour travailler sur des courants sinusoïdaux, on intercalait en série avec le condensateur une bobine de self-induction telle que l'on eût $\omega L = 10^6/\omega C$. Il y a alors résonance entre la capacité C et la self-induction L pour la fréquence ν correspondant à la pulsation ω . Dans ce cas, la self-induction amortit les oscillations rapides.

Les mesures ont été faites avec le montage que représente la figure 1. Le wattmètre à miroir W_{11} consistait en une bobine d'intensité fixe avec peu de tours de fil de cuivre et une bobine de tension mobile perpendiculaire à celle-ci suspendue à un fil métallique et constituée par un grand nombre de tours de fils de nickeline. Dans la bobine de tension, on a employé un fil de grande résistance spécifique, pour pouvoir négliger la faible self-induction de la bobine vis-à-vis de sa forte résistance ohmique. Comme résistance r_{11} en série avec la bobine de tension on employait une résistance non inductive en lamelles ayant comme valeur totale 295 000 ohms et portant neuf prises de courant. Dans la mesure, on employait comme plus faible résistance en série avec la bobine de tension la résistance comprise entre les prises de courant 0 et 6, c'est-à-dire 98 900 ohms. En comparaison de cette résistance élevée, la self-induction est négligeable et il est inutile de faire une correction. Pour protéger les appareils contre les influences statiques, on les avait entourés d'une carcasse métallique reliée à l'un de leurs pôles. Les déviations du wattmètre étaient lues dans les deux sens, par le jeu d'un inverseur placé dans le circuit de la bobine de tension. Ce wattmètre servait seulement d'appareil de contrôle. La différence de potentiel aux bornes de la bobine de self-induction S était mesurée au moyen d'un voltmètre statique V_s .

Les mesures faites d'après cette méthode ont

montré que la résistance qui shunte le condensateur exerce une influence sensible sur les résultats. Cette résistance est constituée par la bobine de tension du wattmètre et sa résistance en série et par le voltmètre et sa résistance en série. L'auteur a trouvé que, quand la résistance qui shunte le condensateur diminue, les pertes mesurées dans le condensateur diminuent.

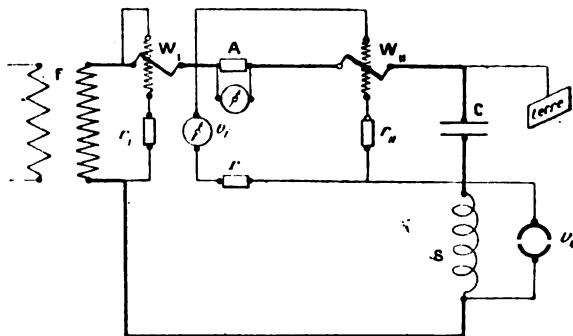


Fig. 1.

Le courant et la tension du condensateur étant décalés de 90° , de faibles traces de capacité ou de self-induction dans la résistance employée avec le wattmètre suffisent pour fausser les résultats. Pour diminuer un peu ce décalage, on intercalait entre le wattmètre W_{11} et le condensateur de petites bobines d'inductance sans fer, dont la consommation d'énergie pouvait être mesurée. Mais cet artifice ne permettait pas de compenser le phénomène.

L'influence des résistances shuntant le condensateur dans la méthode indiquée était importante et n'a malheureusement pas pu être expliquée ni compensée. Les actions de capacité entre la bobine de tension et la bobine d'intensité peuvent aussi provoquer une erreur qu'on ne peut pas évaluer théoriquement. L'auteur a cherché à perfectionner expérimentalement la méthode. On mesure ensemble les pertes dans le condensateur et la bobine d'inductance reliées en série; cette dernière ne contient pas de fer du tout et sa consommation est déterminée d'après la résistance ohmique. Il faut réaliser autant que possible les conditions de résonance entre le condensateur et la bobine d'inductance, de façon que le décalage entre les courants dans la bobine de tension et dans la bobine d'intensité du wattmètre soit faible.

Pour cela, l'auteur employait deux bobines en

bois très sec sur lesquelles était enroulé du fil de cuivre guipé au coton de 1^{mm},3 de diamètre ou 1^{mm},33 de section pour l'une et 1^{mm},1 de diamètre ou 0^{mm},96 de section pour l'autre. La première bobine était partagée en douze portions et la bobine n° 2 en sept portions dont les nombres de tours et les résistances sont indiqués par les tableaux suivants :

BOBINE N° I

DIVISION	NOMBRE DE TOURS	RÉSISTANCE
o à I	686	12,2 Ohms.
o à II	1 363	25,0 —
o à III	1 952	37,7 —
o à IV	2 462	50,4 —
o à V	2 949	63,7 —
o à VI	3 414	77,1 —
o à VII	3 844	90,5 —
o à VIII	4 414	104,9 —
o à IX	4 964	119,2 —
o à X	5 549	134,0 —
o à XI	6 115	148,8 —
o à XII	6 583	161,2 —

BOBINE N° II

DIVISION	NOMBRE DE TOURS	RÉSISTANCE
o à 1	1 723	37,1 Ohms.
o à 2	3 513	83,8 —
o à 3	5 673	146,0 —
o à 4	7 509	203,7 —
o à 5	9 355	265,6 —
o à 6	11 369	340,4 —
o à 7	13 385	418,2 —

Lors de la résonance, que l'on réalisait toujours pour les mesures des pertes dans le condensateur et dans la bobine d'induction, on diminuait la sensibilité du wattmètre en branchant une résistance variable en dérivation sur la bobine de tension. Mais on trouva que, pour un même courant et une même tension agissant sur le condensateur, les résultats obtenus étaient différents pour différentes valeurs de la résistance shuntant la bobine de tension du wattmètre. La faible self-induction de celle-ci n'est donc pas négligeable : le décalage entre les courants dans cette bobine et dans la résistance de shuntage doit donc être

compensé autant que possible. Pour cela, on intercalait en série avec la bobine de tension une lampe à incandescence et l'on branchait aux bornes de l'ensemble ainsi formé la résistance de shuntage constituée par un nombre variable de lampes à incandescence. Les mesures ont montré que, dans ces conditions, la self-induction de la bobine était réellement négligeable.

Les mesures montrèrent que la bobine d'inductance présentait d'autres pertes que celles dues à la chute ohmique. Ces pertes sont probablement des pertes diélectriques dans l'isolant.

Les mesures étaient conduites de la façon suivante. On déterminait d'abord la consommation dans l'ampèremètre, dans la bobine d'intensité du wattmètre, dans le condensateur et dans la bobine d'inductance. La tension au condensateur était calculée en multipliant l'intensité du courant par une constante que l'on déterminait par une mesure différente. Ensuite on mesurait la consommation dans l'ampèremètre, dans la bobine de tension du wattmètre et dans la bobine d'inductance, et l'on retranchait le résultat obtenu de la consommation totale. La tension à la bobine d'induction était mesurée séparément au moyen d'un montage spécial.

(A suivre.)

B. L.

Sur les lignes aériennes et les câbles souterrains. — L. Bernard. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 19 août 1906.

L'auteur examine si l'on doit préférer l'emploi de lignes aériennes ou de câbles souterrains pour les réseaux locaux. Les avantages que présentent les lignes aériennes sont compensés par un grand nombre d'inconvénients, en comparaison des câbles. L'auteur étudie la question à différents points de vue : construction, exploitation et dépenses.

1° *Construction.* — Pour l'établissement d'une ligne aérienne, on est très fréquemment obligé de payer une redevance par poteau ; à cela il faut ajouter les dégâts faits aux récoltes et à différentes installations lors de la pose des poteaux et de la ligne. Le montage d'une ligne aérienne est lent ; on est obligé, dans un grand nombre de points, de placer des filets de protection soigneusement reliés à la terre : il faut établir des parafoudres avec prises de terre et des interrupteurs de sectionnement : il faut prévoir

une grande résistance des poteaux, des isolateurs et de la ligne pour les pressions résultant du vent ou les tensions résultant des chutes de neige ou de la formation de givre. Des sections minima sont imposées (20 millimètres carrés) pour des raisons de solidité et sont souvent bien supérieures à la section que l'on pourrait employer, ce qui conduit à une dépense inutile de cuivre : enfin, il y a, pour les lignes aériennes un certain nombre de travaux et de dépenses supplémentaires telles que le numérotage des poteaux, les avis qu'on y fixe, etc.

2° *Exploitation.* — Au point de vue de la sécurité de fonctionnement, les lignes aériennes présentent de nombreux inconvénients. Les poteaux se déplacent quand le sol n'est pas très résistant, et il en résulte des diminutions de tension sur certaines sections de la ligne; les poteaux se détériorent assez rapidement et doivent être changés, ce qui entraîne de lourdes dépenses et des arrêts d'exploitation; les lignes doivent être souvent retendues; les parafoudres doivent être vérifiés et réglés avant et après chaque période de tombée de neige, ce qui entraîne des arrêts; ces parafoudres donnent souvent lieu à des perturbations : les chutes de neige, le froid excessif, les coups de foudre, les incendies, et un grand nombre de causes influent sur les lignes aériennes et peuvent entraîner des interruptions de service. Tous ces ennuis sont évités quand on emploie des câbles.

3° *Dépenses.* — Les calculs des dépenses, établis par kilomètre de ligne, se subdivisent en deux catégories : calcul des frais de première installation, et calcul des frais d'entretien annuel, établi dans le cas où l'on emploie des câbles, ou bien des lignes aériennes avec poteaux en bois ordinaires, ou bien des lignes aériennes avec poteaux imprégnés. Pour avoir une base de calcul, l'auteur prend l'exemple suivant :

Transmission d'énergie électrique sous forme de courants triphasés à 5000 volts; section de cuivre 35 millimètres carrés; cours du cuivre 60. Pour le calcul des dépenses, on suppose 25 ans d'exploitation; l'amortissement de l'installation terminé à la fin de la 25^e année d'exploitation, les câbles en service pendant 25 ans, les poteaux en bois remplacés deux fois pendant cette période, et les poteaux imprégnés une fois. A la fin des calculs, un tableau donne des chiffres comparatifs pour les sections au-dessous

de 35 millimètres carrés et au-dessus de ce chiffre.

A. — Frais de premier établissement.

a) Pour canalisation des câbles souterrains :	
1 100 m. de câble à 5 000 volts 3×35 mm ² .	6 300 fr.
Boîtes de jonction.	150
1 000 m. de fosses de 70 cm. de profondeur, sable, pose, remplissage, repavage, etc.	3 500
Pour traversées, mises en état, déplacements de tuyaux.	500
Emballage du câble et montage.	250
Imprévus.	300
TOTAL.	11 000 fr.

b) Ligne aérienne. — Poteaux ordinaires :	
3 300 mètres de fil de cuivre de 35 mm ² mi-dur.	2 000 fr.
Isolateur sur supports.	300
Parafoudres et prises de terre.	200
Appareils de court-circuit et prises de terre.	150
Filets de protection avec traverses et prises de terre.	400
38 poteaux en bois.	600
Armatures et tendeurs.	250
Accessoires divers (avis à placer sur les poteaux).	150
Pose des poteaux et travaux.	300
Montage de la ligne et des appareils.	700
Port et emballage.	100
Dégâts commis et imprévus.	450
TOTAL.	5 600 fr.

c) Ligne aérienne avec poteaux imprégnés :	
Comme précédemment.	5 600 fr.
Plus-value pour imprégnation.	500
TOTAL.	6 100 fr.

B. — Frais annuels.

a) Pour canalisation en câbles :	
7 % d'amortiss ^t et d'intérêt sur 11 000.	770 fr.
Mesures et vérification.	230
TOTAL.	1 000 fr.

b) Ligne aérienne avec poteaux ordinaires :	
7 % d'amortissement et d'intérêt sur prix du cuivre et des appareils.	160 fr.
15,5 % d'amortissement et d'intérêt sur autres frais.	520
Pour détériorations dues à la foudre et autres dommages.	320
TOTAL.	1 000 fr.

c) Ligne aérienne avec poteaux imprégnés :	
7 % comme ci-dessus.	160 fr.
10,5 % comme ci-dessus.	400
Détériorations et dommages.	340
TOTAL.	900 fr.

TABLEAU RÉSUMANT LES FRAIS POUR DIFFÉRENTES
SECTIONS DE CUIVRE
Compris entre 6 et 150 mm².

SECTIONS	FRAIS DE 1 ^{er} ÉTABLISSEMENT			FRAIS D'ENTRETIEN ANNUELS		
	CABLES	Ligne aérienne.		CABLES	Ligne aérienne.	
		Poteaux ordi- naires.	Poteaux impré- gnés.		Poteaux ordi- naires.	Poteaux impré- gnés.
3 × 6	7 500	jamais employé.		700	jamais employé.	
3 × 10	8 000			800		
3 × 16	9 000			800		
3 × 20	9 500			900	900	800
3 × 25	10 000	4 600	5 100	900	950	850
3 × 35	11 000	5 600	6 100	1 000	1 000	900
3 × 50	13 000	7 000	7 500	1 200	1 100	1 000
3 × 70	15 500	8 500	8 000	1 400	1 200	1 100
3 × 95	19 000	rarement. employé		1 600	rarement. employé	
3 × 120	22 000			1 900		
3 × 150	26 000			2 200		

B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur la syntonisation des transmetteurs de télégraphie sans fil. — M. WIEN. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 6 septembre 1906.

Comme conclusion finale d'une longue étude publiée pendant les deux dernières années par Slaby (¹), cet auteur a indiqué que, d'après ses expériences, les vues antérieures sur l'action du transmetteur accouplé avaient besoin d'une vérification : dans le cours de son travail, il développe en outre, sur d'autres bases, des équations nouvelles.

L'auteur a apporté en 1897 une contribution à la théorie du transmetteur accouplé : dans ce

qui suit, il s'efforce de montrer que les résultats expérimentaux de Slaby, autant qu'ils sont exacts, concordent avec la théorie antérieurement admise, et que, d'autre part, les calculs de Slaby reposent sur des bases fausses, ne sont applicables que dans des cas particuliers et conduisent à des formules approchées inexactes. En outre, l'attention sera attirée sur quelques contradictions qui se trouvent dans le travail de Slaby.

I. Les expériences de Slaby et la théorie admise antérieurement.

Slaby cherche à établir un « transmetteur unitonique ». D'après la théorie des systèmes accouplés, cela est possible des trois façons suivantes :

1° En n'excitant que l'une des deux oscillations possibles d'un système accouplé. Cela est réalisé par exemple dans les deux « pendules sympathiques » quand on met en mouvement les deux pendules de même amplitude ou bien en phase, ou bien à contre-phase. Dans le premier cas, on obtient la plus basse, et dans le second cas la plus élevée des deux oscillations seules. Pour les oscillations électriques, on ne peut réaliser que le premier cas, en chargeant simultanément au même potentiel deux systèmes identiques et en déchargeant ces systèmes à travers le même éclateur. A ce cas correspondent les expériences de Slaby avec deux circuits semblables de condensateurs ou des antennes semblables, et avec excitation directe. Au cas où les deux systèmes ont une capacité différente ou un amortissement différent, l'unitonie cesse. L'avantage principal du transmetteur accouplé résidant dans le fait que l'on peut employer dans le circuit des condensateurs une capacité de valeur élevée par rapport à celle de l'antenne, les transmetteurs unitoniques établis d'après ce principe sont pratiquement inutilisables.

2° On peut, comme l'on sait, obtenir l'unitonie en employant un accouplement assez lâche (imparfait) pour que la différence des amortissements des deux systèmes surpasse l'accouplement. Ce cas est réalisé dans les systèmes non identiques de Slaby, dans lesquels la self-induction commune est très petite, et ne consiste, par exemple, qu'en celle de l'éclateur. On éprouve ainsi toutefois les inconvénients pratiques d'un accouplement très lâche ; faible amplitude des

(¹) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLI (1904), pages 178, 221, 300 ; tome XLII (1905), pages 30, 381 ; tome XLV (1905), pages 316, 354, 394, 433 ; tome XLVI (1906), pages 114, 154.

ondes émises, et impossibilité de recevoir convenablement aux grandes distances.

3° On peut enfin réaliser des conditions que l'on peut, dans certains cas, désigner comme unitonie approximative, en désaccordant légèrement les systèmes individuels les uns par rapport aux autres ; toutefois il faut pour cela que l'amortissement des systèmes individuels soit différent. Si l'on suppose que le circuit des condensateurs est le moins amorti, il se produit deux ondes dont l'une s'écarte plus et l'autre moins de la longueur d'ondes du circuit des condensateurs. L'onde qui diffère le moins est en même temps la moins amortie, et reste finalement seule. Comme on le verra plus loin, la diminution d'amplitude des ondes émises qui entraîne le désaccord, peut, dans certaines circonstances, être plus que compensée par la diminution de l'amortissement, de sorte que l'action sur le récepteur est un peu augmentée.

Un grand nombre d'expériences ont été faites par Slaby sur l'action du désaccord. Elles indiquent un accroissement très sensible de l'énergie transmise par l'oscillation la plus élevée. Ce fait est en désaccord avec la théorie admise jusqu'à présent, mais l'auteur montre plus loin que la cause de cette différence est due à un dispositif expérimental défectueux de Slaby.

Les autres expériences de Slaby sur les longueurs d'ondes des oscillations émises, sur l'influence d'un accouplement plus ou moins parfait, etc., ont donné des résultats qui concordent avec la théorie admise et qui peuvent en être déduits.

Dans la suite, Slaby croit avoir trouvé une contradiction de principe de l'ancienne théorie avec ses expériences : il dit, dans ses conclusions finales : « La façon de voir ordinaire, qui considère le circuit de condensateurs accouplé comme une réserve d'énergie fournissant à l'antenne l'énergie perdue par l'action à distance, suppose que, à côté de l'oscillation fortement amortie de l'antenne, il existe une oscillation moins amortie du circuit de capacité. Les résultats relatés dans cette étude ont montré expérimentalement que les oscillations du système accouplé sont unitoniques. — Une cause d'amortissement agissant partiellement ou localement réagit donc sur tout le système. » La théorie des oscillations accouplées indique que les deux systèmes ont deux oscillations communes, dont les fréquences et

les amortissements dépendent des fréquences et des amortissements des deux systèmes individuels. Là donc où Slaby voit une contradiction et où il indique la nécessité d'une vérification de la théorie ancienne, il y a pleine concordance.

II. Calcul des longueurs d'ondes émises.

Slaby cherche à donner une expression des deux longueurs d'ondes du transmetteur accouplé. Il part pour cela du transmetteur unitonique dans lequel l'antenne produit un allongement de la longueur d'ondes ($\lambda = 2\pi\sqrt{CL}$) du circuit de condensateurs. Cela peut être expliqué par une augmentation de C ou de L. Slaby suppose généralement une augmentation de C pour la « capacité équivalente de l'antenne (C') : ce n'est que dans le cas d'accouplement lâche qu'il suppose un accroissement de la self-induction L. Pour C' on trouve, en employant une formule de Kirchhoff :

$$C' = C_d \left(\operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_1} \right) / \frac{2\pi l}{\lambda_1}$$

où C_d est la capacité statique de l'antenne et l sa longueur. On obtient une valeur approchée de λ_1 au moyen de la formule

$$\lambda_1 = 2\pi \sqrt{L \left[C + C_d \left(\operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_1} \right) / \frac{2\pi l}{\lambda_1} \right]}.$$

Slaby considère comme une perturbation l'apparition de l'oscillation supérieure λ_2 et admet que λ_2 est le premier harmonique du transmetteur linéaire.

Dans un transmetteur linéaire, le premier harmonique possible est le troisième : sa longueur d'onde est donc $\lambda_1/3$. Slaby calcule par suite la capacité c de l'antenne par unité de longueur en admettant les valeurs :

$$\lambda_1/4 = l; \quad \lambda_2/4 = l/3.$$

Dans la suite, il trouve pour λ_1 et λ_2 des valeurs très proches l'une de l'autre, qui, pour un accouplement extrêmement lâche, finissent par coïncider à la limite : l'onde fondamentale et l'harmonique ont donc alors des fréquences très voisines et même égales. Cela ne concorde pas avec l'hypothèse sur laquelle repose le calcul de la capacité c par unité de longueur, et est contraire aux bases fondamentales de la théorie des oscillations.

Le résultat du calcul est que, pour la deuxième longueur d'ondes, on a l'expression

$$\lambda_2 = 2\pi \sqrt{L \left[C + \left(\operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_2} \right) \right] \frac{C_d}{2}}.$$

Dans cette expression, l est supposé plus grand que $\lambda_2/4$, et l'on calcule λ_2 .

Dans les exemples donnés par Slaby, la concordance entre les valeurs des longueurs d'ondes calculées au moyen de ces formules et les résultats de mesure semble étonnamment bonne. En réalité, les faits sont les suivants : Deux systèmes ont, quand ils oscillent non accouplés, les longueurs d'ondes Λ_1 et Λ_2 ; l'accouplement modifie les longueurs d'ondes en les suivantes : $\lambda = \Lambda_1 + \Delta\Lambda_1$ et $\lambda_2 = \Lambda_2 + \Delta\Lambda_2$. Ces modifications $\Delta\Lambda_1 = \lambda_1 - \Lambda_1$ et $\Delta\Lambda_2 = \lambda_2 - \Lambda_2$ peuvent être prédéterminées rigoureusement par la théorie. Slaby a obtenu pour des systèmes avec accouplement lâche les chiffres suivants : dans les deux dernières colonnes, l'auteur a ajouté les variations des longueurs d'ondes définies ci-dessus et la différence entre les résultats du calcul et les résultats des mesures

$$L_c = 5\,230 \text{ cm.}$$

$\frac{\Lambda}{4}$	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{\lambda'}{4}$	$\frac{\lambda - \Lambda}{4}$	$\frac{\lambda - \lambda'}{4}$
	calculé.	mesuré.		
60,4	61,6	61,5	1,2	0,1
75,6	76,0	75,5	0,4	0,5
90,5	90,5	90,0	0,0	0,5
$L_c = 2\,070 \text{ cm.}$				
60,4	60,5	60,5	0,1	0,0
60,4	62,0	61,0	1,6	1,0
65,4	67,1	66,1	1,7	1,0
41,4	41,5	41,5	0,1	0,0
54,7	54,6	53,6	-0,1	1,0
60,4	58,5	57,9	-1,9	0,6

Les différences entre les longueurs d'ondes des systèmes non accouplés Λ et celles des systèmes accouplés λ sont si petites que les différences entre l'observation et la mesure ($\lambda - \lambda'$) sont du même ordre de grandeur. On pourrait, de la comparaison entre Λ et λ' , tirer aussi bien la conclusion que l'accouplement n'a aucune influence sur la longueur d'onde de chacun des

systèmes que la conclusion que cette influence est exactement représentée par les équations de Slaby. En tout cas, ces observations ne peuvent pas être considérées comme vérifiant les données de Slaby.

Quand l'accouplement est plus parfait, les modifications de longueurs d'ondes qu'il produit sont plus importantes. L'exemple suivant est relatif à l'accouplement le plus parfait : les modifications atteignent 10 mètres, ce qui correspond à une modification de la longueur d'ondes atteignant 18 %. Cet exemple est plus approprié pour la vérification des équations. Dans le tableau qui suit, λ_1 indique la longueur d'ondes donnée connue calculée par Slaby, λ , la longueur d'onde rigoureusement ⁽¹⁾ calculée d'après ses formules, λ_2 le résultat de la mesure, C , la capacité intercalée dans le circuit des condensateurs.

C_f	$\frac{\lambda_{1g}}{4}$	$\frac{\lambda_{1r}}{4}$	$\frac{\lambda_{1g}}{5}$	$\frac{\lambda_{2g}}{4}$	$\frac{\lambda_{2r}}{4}$	$\frac{\lambda_{2g}}{4}$
0	62,3	62,3	62,3	»	»	»
1 900	67,2	67,4	66,0	»	»	»
2 600	69,8	70,4	69,0	50,4	51,5	50,0
3 000	71,7	73,0	71,0	52,2	53,4	52,5
3 750	77,0	77,7	76,0	55,0	55,3	55,7
4 700	»	»	»	58,0	56,5	58,8

La concordance entre les valeurs calculées et les valeurs mesurées, que Slaby trouve égale à 1 %, est beaucoup moins bonne dans les calculs exacts : les différences atteignent 4 %. Avant tout, la variation totale de λ_1 et λ_2 quand C_f croît n'est pas rigoureusement donnée par les équations de Slaby : $\lambda_{1r}/4$ croît de 62,3 à 77,7, c'est-à-dire de 15^m,4 ; $\lambda_{1g}/4$ croît de 62^m,3 à 76^m,0, c'est-à-dire de 13^m,7 ; $\lambda_{2r}/4$ croît de 51^m,5 à 56^m,5 c'est-à-dire de 5 mètres ; $\lambda_{2g}/4$ croît de 50 à 58^m,8, c'est-à-dire de 8^m,8 : par suite la variation mesurée pour λ_2 est de 76 % plus grande que la variation calculée.

Les équations de Slaby ne peuvent donc être considérées que comme des formules approchées — ainsi que cela résulte aussi de leur établissement —. Le fait que ces formules peuvent don-

⁽¹⁾ L'auteur a trouvé que, dans la plupart des longueurs d'ondes calculées par Slaby, les chiffres obtenus sont inexacts.

ner des valeurs concordantes repose sur la forme de l'expression

$$C' = \left(\operatorname{tg} \frac{2\pi l_0}{\lambda_1} \right) C_d \quad \text{ou} \quad \left(\operatorname{tg} \frac{2\pi l_0}{\lambda_2} \right) \frac{C_d}{2}$$

qui est conforme aux résultats connus des expériences.

La constante l_0 est déterminée précédemment par des mesures. La seconde constante C_d exerce une relativement faible influence. L'élasticité des formules est nettement montrée par le fait que la concordance est plutôt meilleure que plus mauvaise quand on remplace dans la dernière expression $C_d/2$ par C_d .

L'extension des calculs de Slaby à des conducteurs secondaires d'autres formes, par exemple aux transmetteurs en charge et aux circuits de condensateurs fermés n'est pas possible, ainsi qu'on l'a dit, l'amortissement n'étant pas pris en considération, quoiqu'il exerce une influence importante sur les oscillations des systèmes accouplés.

Le besoin de ces formules, qui reposent sur des bases fausses, se limitant à des cas particuliers et ne donnant que des valeurs approchées, se faisait d'autant moins sentir qu'il existe une théorie complète tenant compte de l'amortissement et donnant des résultats qui concordent parfaitement avec les résultats expérimentaux de Slaby.

L'auteur n'insiste pas plus sur les erreurs théoriques et sur les calculs inexacts, et passe à l'étude des mesures de Slaby.

(A suivre.)

R. V.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

Sur la mesure de la capacité et de la self-induction des lignes télégraphiques. — Devaux-Charbonnel. — Académie des sciences.

La connaissance exacte de la capacité et de la self-induction des lignes télégraphiques est indispensable pour l'étude de la propagation du courant. Ces deux éléments jouent, en effet, un rôle prépondérant, avec les procédés modernes de transmission, pour lesquels les signaux se succèdent avec une telle rapidité que le régime permanent n'est jamais atteint.

Leur valeur est demeurée jusqu'ici incertaine à cause des difficultés que présente leur détermination. On peut néanmoins, en prenant certaines précautions, arriver à des résultats satis-

faisants. Voici, après quelques tâtonnements, les procédés auxquels l'auteur s'est arrêté.

Capacité. — La capacité a été mesurée au moyen de galvanomètre balistique. L'influence des courants parasites a été éliminée en opérant avec une force électromotrice élevée, une centaine de volts, en alternant les fils et en prenant la moyenne d'un grand nombre de mesures.

L'auteur a dû aussi tenir compte de l'imperfection de l'isolement. Il a tout d'abord renoncé à employer le courant de charge, car le courant de perte fausse la lecture et il est à peu près impossible de calculer la correction à appliquer de ce fait. L'auteur a donc utilisé la décharge de la ligne. Une partie de la charge disparaît alors sans traverser le galvanomètre balistique pendant le temps que la clef de décharge met à passer du butoir correspondant à la pile à celui correspondant au galvanomètre et aussi pendant le temps que dure la décharge elle-même. Ce dernier temps est réduit autant que possible et rendu négligeable en opérant sur des lignes courtes. Quant à celui qui provient du fonctionnement de la clef, l'auteur a indiqué antérieurement comment on peut le mesurer au moyen d'un condensateur. Il est voisin d'un millième de seconde, et la correction correspondante est, en général, inférieure à 1 pour 100.

Les nombres qu'on obtient montrent que :

1° La capacité des fils aériens est supérieure à la valeur théorique ; ceci provient de ce que le calcul ne tient pas compte de la présence de corps conducteurs voisins autres que le sol.

2° Elle varie avec l'état hygrométrique de l'atmosphère. Elle augmente par temps humides, ce qui est naturel, puisqu'un plus grand nombre de surfaces voisines du fil deviennent conductrices.

Voici quelques chiffres en microfarads par kilomètre :

	Fil de 4 ^{mm} .	Fil de 5 ^{mm} .
Capacité théorique. . .	0,0058	0,0060
Capacité { temps humide. . .	0,0105	0,0120
mesurée. { temps sec. . .	0,0087	0,0090

Self-induction. — La mesure de la self-induction est à peu près impossible, si l'on ne supprime pas toute connexion directe avec le sol, sans quoi des courants parasites intenses se superposent aux courants de fermeture et d'ouverture de la pile d'essai, et les dénaturent complètement.

On réalise un dispositif expérimental acceptable en formant une boucle entièrement métallique, avec deux fils suivant des parcours différents, mais ayant leurs extrémités communes. On opère avec un pont de Wheaststone, renfermant dans la quatrième branche une self-induction réglable. On emploie, pour fermer et ouvrir le circuit de la pile d'essai, un manipulateur rotatif qui inverse à chaque révolution les connexions des pôles de la pile et celles du galvanomètre, de telle façon que les courants d'ouverture et de fermeture circulent toujours dans le même sens dans ce dernier ; le manipulateur peut fonctionner jusqu'à 60 fois par seconde, ce qui donne de la sensibilité à la méthode et réduit beaucoup l'importance du courant induit par les fils voisins.

Mais il faut bien prendre garde que la self-induction ainsi mesurée n'est qu'une self-induction apparente. Il faut tenir compte de la capacité pour en déduire la self-induction vraie. La correction est égale à $\frac{1}{3} CR^2$ pour une ligne ho-

mogène à la terre à ses deux extrémités (C et R capacité et résistance totales) Si la ligne renferme des sections de différentes spécifications, la correction est de $\frac{C}{3R}(R_1^2 - R_2^2)$ pour une sec-

tion de capacité C, de résistance R, et dont chaque extrémité est séparée du point relié au sol par les résistances R_1 et R_2 . Comment faut-il calculer ces corrections dans le cas d'une boucle n'ayant aucun point à la terre ? La capacité étant toujours mesurée par rapport au sol, il faudra déterminer les résistances par rapport au point de la ligne dont le potentiel sera nul. La position de ce point n'est pas connue *a priori* ; des expériences préliminaires consistant à mettre un point au sol et à faire varier sa position, ont montré qu'il s'établit sur la boucle une certaine symétrie et que le point qui partage en deux parties égales la résistance de la ligne est celui qui se trouve au potentiel zéro, en l'absence de connexion avec le sol.

Voici les chiffres trouvés pour les lignes en cuivre, métal non magnétique, en henry par kilomètre.

Lignes aériennes.	0,00205
Lignes souterraines isolées à la gutta.	0,00243
Lignes souterraines isolées au papier.	0,00198

Pour les lignes en fer, les chiffres sont plus élevés, à cause de la perméabilité du métal. Cette perméabilité est variable avec les divers échantillons soumis aux essais, elle dépend aussi de l'intensité du courant.

Les chiffres suivants sont déduits des valeurs trouvées pour la self-induction de deux lignes en fer :

Première ligne.		Deuxième ligne.	
Intensité.	μ	Intensité.	μ
5 milliampères..	112	10 milliampères.	140
20 —	75	38 —	91

En pratique, les courants télégraphiques sont compris entre 20 et 30 milliampères : on peut admettre en moyenne la valeur 80 pour μ , ce qui donne une self-induction de 0,0060 henry par kilomètre.

A. B.

Sur la capacité inductive du papier sec et de la cellulose employés dans les câbles téléphoniques. — A. Campbell. — Royal Society.

Quoique tous les câbles téléphoniques soient actuellement établis avec du papier sec, très peu de mesures précises ont été faites sur la capacité inductive spécifique de cet isolant, malgré l'importance que présente cette grandeur pour les transmissions téléphoniques. L'auteur a donc cru nécessaire de faire des expériences sur un grand nombre d'échantillons de papiers fournis par quatre fabricants de câbles téléphoniques.

1° Expériences faites sur le papier sec.

Une des principales difficultés rencontrées dans les expériences faites sur le papier provient de ce que ce corps absorbe facilement l'humidité et que la présence de celle-ci modifie beaucoup la capacité inductive spécifique et énormément la résistance d'isolement.

Pour les essais, on prenait des feuilles carrées de 10×10 centimètres que l'on séchait dans un four électrique maintenu à une température de 110° . Le papier sec formait une partie du diélectrique d'un petit condensateur à plaques dont on mesurait la capacité. Deux dispositions différentes étaient employées pour le petit condensateur, et deux séries de résultats (A et B) étaient ainsi obtenues. Dans la première méthode (A), l'échantillon à essayer était placé encore chaud entre des disques d'ébonite de 50 centimètres carrés de surface couverts de papier

d'étain et secs et chauds. Un poids de 15 kilogrammes était placé sur le disque supérieur et le condensateur formé était étudié pendant qu'il se refroidissait. Dans la méthode (B), un petit condensateur à air était formé au moyen de deux disques de bronze bien polis, de 50 centimètres carrés de surface, placés horizontalement et séparés par un intervalle de 0^{mm},6 par trois petites pièces intercalaires en ébonite. Ce petit condensateur était placé dans un dessiccateur et les conducteurs électriques auxquels il était relié passaient par des tubes d'ébonite remplis de soufre. La capacité du condensateur à air était d'abord mesurée, puis on glissait entre les plaques la feuille de papier et on mesurait à nouveau la valeur de la capacité. De ces mesures, on déduisait de la façon suivante la capacité inductive spécifique k du papier.

Soit b la distance entre plaques, égale à $(b_1 + b_2)$, en appelant b_1 et b_2 les épaisseurs d'air et de papier, et soit s la surface du papier placé entre les plaques. Soient K_1 et K_2 les capacités observées. Soit K la capacité pour la surface s avec de l'air seul on a, en négligeant l'action de bords

$$K = \frac{s}{4\pi b \cdot 900000} \text{ microfarads.}$$

Si l'on pose $K = a/b$, on a :

$$K_1 = x + \frac{a}{b}; \quad K_2 = x + \frac{a}{b_1 + (b_2/k)}.$$

$$\text{Soit} \quad Q = (K_2 - x)/(K_1 - x).$$

$$\text{On a} \quad Q = \frac{b}{b_1 + (b_2/k)} \quad \text{ou} \quad k = \frac{b_1}{b/(Q - b_1)}$$

$$\text{d'où} \quad k = \frac{K_2 - K_1 + K}{K(b_2/b_1) - K_2 + K_1}. \quad (1)$$

Les mesures de la capacité étaient faites par la méthode connue de Maxwell. Au lieu d'une languette vibrante intercalée dans une branche du pont, on employait un interrupteur rotatif à contact : le condensateur était chargé et court-circuité avec une fréquence de n par seconde ; pendant la charge seule, il formait l'un des bras du pont de Wheatstone. On employait un galvanomètre à bobine mobile de faible période. La capacité était calculée par la formule usuelle, déduction faite de la capacité du commutateur et des conducteurs déterminée par une expérience préliminaire. La différence de potentiel employée était de 40 volts environ.

On faisait généralement les lectures avec des fréquences de 20 et 40 périodes par seconde. Quelquefois la capacité trouvée variait avec la fréquence, présentant des valeurs plus élevées aux basses fréquences : cela est dû à la conduction dans le condensateur, qui agit comme une capacité pure shuntée par une résistance de grande valeur. Quand la conduction n'était pas négligeable, on faisait une correction, en séparant de la façon suivante la capacité et la résistance.

Soient K et R la vraie capacité et la vraie résistance : soient K_1 et K_2 les capacités apparentes aux fréquences n_1 et n_2 . Le commutateur tournant introduit le condensateur dans un bras du pont pendant une certaine fraction de chaque tour. Soit σ cette fraction. La valeur de σ peut être obtenue par des mesures faites sur le bord du commutateur. On a :

$$\frac{\sigma}{n_1 R} + K = K_1 \quad \text{et} \quad \frac{\sigma}{n_2 R} + K = K_2$$

$$K = K_1 - \frac{n_2}{n_1 - n_2} (K_2 - K_1) \quad (2)$$

$$R = \frac{n_1 - n_2}{n_1 n_2} \frac{\sigma}{K_2 - K_1}. \quad (3)$$

Pour vérifier ces formules, on prit un condensateur de 1,011 microfarad (avec un isolement élevé) shunté d'abord (a) par 100 000 ohms, puis (b) par 10 000 ohms, et l'on mesura dans les deux cas la capacité apparente pour deux fréquences (14 et 38 environ par seconde). Le cas (b) était choisi comme un cas extrême ; les capacités apparentes s'élevaient à 2,3 et 4,7 microfarads. Les valeurs de K obtenues au moyen de l'équation 3 d'après les essais (a) et (b) étaient respectivement 1,020 et 1,009 microfarads.

De l'essai (a), en prenant $R = 0,1$ mégohm, on trouva pour σ la valeur 0,463, tandis que les mesures faites sur le commutateur donnèrent 0,446. D'après les résultats de l'essai (b), en prenant $\sigma = 0,403$, on trouve $R = 0,00100$ mégohm, ce qui concorde avec la valeur connue. Ces résultats montrent que, même dans les cas extrêmes, on peut employer les équations (2) et (3).

Les capacités à mesurer étaient toutes très faibles, comprises entre 0,0002 et 0,001 microfarad, et la correction pour les conducteurs et le commutateur était d'environ 0,00001 microfarad. Aucune correction n'était faite pour les

bords des plaques qui n'avaient pas d'anneau de garde.

Pour ces raisons, la méthode fut éprouvée par une application à l'essai d'un petit condensateur à air dont la capacité était du même ordre de grandeur que celle des condensateurs à papier qu'on avait à étudier. Le condensateur à air était formé de deux pièces en verre, de 100 centimètres carrés de surface, ajustées sur un de leurs côtés : les deux pièces de verre étaient séparées par des intercalaires en ébonite ou en papier sec. La distance entre les plaques était comprise entre 0,03 et 0,05 centimètres, et était mesurée exactement. La conduction par dispersion superficielle sur les pièces intercalaires était relativement considérable, et devait être corrigée. Les valeurs trouvées expérimentalement étaient comparées avec celles calculées, et la concordance fut trouvée satisfaisante, comme le montrent les chiffres suivants :

CAPACITÉ	
— CALCULÉE —	— OBSERVÉE —
0,000243	0,000244
0,000153	0,000153

L'épaisseur de chaque feuille de papier était mesurée immédiatement après les mesures de capacité. La surface du papier présentant beaucoup d'irrégularités, il est difficile de trouver l'épaisseur moyenne. Après avoir essayé plusieurs autres dispositifs, on employa un micromètre à vis dont les extrémités avaient une surface de 0,2 centimètres carrés environ et que l'on appliquait sur le papier avec une pression de 1 kilogramme par centimètre carré. Cette pression étant environ le triple de celle appliquée sur les disques en ébonite dans la méthode A, il est probable que l'augmentation de compression tendait à remplacer à peu près le papier d'étain qui pénétrait dans les irrégularités de la surface du papier.

Le tableau I indique quelques résultats d'expériences. Peu d'échantillons furent essayés par la méthode A, avec une simple feuille et avec une pile de trois feuilles. On voit, d'après ce tableau, que les deux méthodes donnent des résultats suffisamment concordants, mais qu'il y a de grandes différences pour les valeurs relatives aux différents échantillons.

TABLEAU I

NUMÉRO de L'ÉCHANTILLON	ÉPAISSEUR APPROXIMATIVE	CAPACITÉ INDUCTIVE SPÉCIFIQUE		
		AVEC FEUILLES D'ÉTAİN		AVEC CONDENSATEUR à plaques.
		d'après une feuille.	d'après 3 feuilles.	
14	0mm,08	2,5	2,6	»
15	0 12	1,8	»	1,8
54	0 13	1,9	1,9	»
49	0 18	2,1	2,2	»
9	0 19	2,3	»	2,1
17	0 25	1,9	»	2,0
18	0 25	2,0	»	1,8
56	0 28	1,8	»	1,7
58	0 28	2,0	»	1,9
2	0 5	2,2	2,2	»

En pesant six échantillons, on trouva que leurs capacités spécifiques étaient à peu près dans le même ordre que leurs densités, comprises entre 0,55 et 0,78. Il a semblé intéressant de comparer les valeurs trouvées pour la capacité spécifique avec celles relatives à la cellulose massive. Aucun chiffre n'ayant été publié sur ce sujet, l'auteur a dû faire des mesures sur les propriétés électriques de la cellulose (relatées dans la dernière partie de cette étude), et a trouvé une capacité inductive spécifique de 6,8 environ. Donc, quand les fibres de cellulose (que l'on peut supposer former la partie solide du papier) sont assemblées avec un certain espace d'air entre elles, la capacité inductive spécifique k_p du papier résultant dépend beaucoup de la disposition relative de l'air et de la cellulose. L'exemple simple suivant indique ce fait :

Soit d la densité de la cellulose (1,50 environ), D celle du papier, O celle de l'air, q le rapport du volume de cellulose au volume d'air. On a

$$q = \frac{D}{d - D_1} = \frac{D_1}{1,50 - D_1}$$

et q peut ainsi être trouvée expérimentalement.

Pour une valeur donnée de q , on trouve que k_p a une valeur moindre quand la cellulose et l'air forment des strates parallèles aux armatures du condensateur, que quand les strates sont normales aux armatures. Soient k_1 et k_2 les valeurs de la capacité inductive spécifique dans ces cas. Il est facile de voir que l'on a :

$$k_1 = \frac{(1+q)k}{q+k} \quad \text{et} \quad k_2 = \frac{1+kq}{1+q}$$

En pesant et en mesurant un certain nombre d'échantillons, on peut trouver pour chacun d'eux la valeur de q : de ces valeurs on peut calculer les valeurs minima et maxima k_1 et k_2 .

Les chiffres du tableau II montrent que les valeurs observées pour k_p sont toutes inférieures à la moyenne de k_1 et k_2 . Cela montre (électriquement) que les fibres de la cellulose sont disposées plus dans une direction parallèle aux surfaces du papier que perpendiculairement à celle-ci, ce qui est connu d'autre part.

TABLEAU II

q	k_1	k_2	$\frac{1}{2}(k_1 + k_2)$	k_p OBSERVÉ
0,577	1,45	3,12	2,28	1,93
0,629	1,49	3,23	2,36	1,89
0,843	1,64	3,65	2,70	2,21
0,930	1,70	3,79	2,75	2,25
1,078	1,79	4,02	2,90	2,30

Il est clair que la loi des mélanges trouvée par Silberstein ne peut pas s'appliquer ici.

Le tableau II est intéressant au point de vue des câbles téléphoniques dans lesquels il faut réduire à sa plus faible valeur possible la capacité inductive spécifique. Des valeurs de k_1 et k_2 , on peut conclure que la résultante moyenne k dépend beaucoup des positions relatives des fibres et des espaces d'air. Les chiffres du tableau I donnent environ 2 comme valeur moyenne de la capacité inductive spécifique du papier téléphonique sec, et ce résultat concorde avec les valeurs trouvées par d'autres observateurs. Jona a trouvé, dans des essais faits sur du papier sec entre plaques métalliques, que k est approximativement égal à 2. Pirani a donné pour k des valeurs comprises entre 2 et 2,6 mais n'a pas indiqué clairement les conditions de l'essai.

(A suivre.)

R. R.

ÉCLAIRAGE

Sur les lampes à incandescence. — W.-H. Preece. — *The Electrician*, 10 août 1906.

L'auteur passe d'abord en revue les principaux perfectionnements apportés dans la fabrication et l'établissement des lampes à incan-

descence. Il indique qu'un traitement à température très élevée a permis de modifier complètement les propriétés des filaments de carbone et de leur donner les propriétés présentées par les filaments métalliques, d'avoir un coefficient de température positif, au lieu d'un coefficient de température négatif. Le traitement a pour effet d'éliminer toutes les impuretés contenues dans le charbon qui se transforme en graphite et augmente de densité. Les lampes ainsi fabriquées (GEM) présentent une consommation spécifique de 2,5 watts par bougie. Des lampes de forte intensité lumineuse employées pour l'éclairage des rues consomment 125 watts pour 70 bougies, 187 watts pour 105 bougies et 250 watts pour 140 bougies, soit près de 1,8 watt seulement par bougie.

L'auteur rappelle ensuite les propriétés de la lampe Nernst, qui, avec un réflecteur pour l'éclairage des rues, sur un circuit à 200 volts, donne 38,6 bougies hémisphériques pour 51,2 watts, soit 1,325 watts par bougie. Il indique les résultats obtenus avec les lampes Auer à osmium, avec la lampe au tantale Siemens et Halske, et avec les lampes au zirconium. En ce qui concerne ces dernières, il indique qu'une combinaison récente de ce métal avec le tungstène et le molybdène ou avec d'autres métaux rares permet de réaliser un filament consommant 1,07 watt par bougie et fonctionnant sur 110 volts, et même sur 220 volts; ces lampes fonctionnent aussi bien sur courant alternatif que sur courant continu et ne présentent pas de dépôt noir sur les parois antérieures de l'ampoule.

Examinant la question de durée des lampes à incandescence, l'auteur indique que les variations de voltage amènent une détérioration rapide des lampes : il donne en outre sur les lampes à 220 volts quelques détails intéressants. Ces lampes consomment 20 % d'énergie de plus que les lampes à 110 volts. Les lampes américaines à 110 volts ont une durée trois fois plus considérable que les lampes à 220 volts; une lampe américaine à 220 volts consommant 3,8 watts par bougie présente la même durée de fonctionnement qu'une lampe à 110 volts de même provenance consommant 3,1 watts par bougie. La raison de cette différence provient de l'impossibilité de cuire convenablement les filaments fins à 220 volts.

Au point de vue du noircissement, l'auteur

rappelle qu'il se produit d'une façon si régulière que Sharp a pu proposer dernièrement une méthode pour le triage des lampes d'après leur noircissement ⁽¹⁾.

Des expériences ont été faites avec des lampes à 110 et 220 volts pour déterminer la façon dont elles supportent le survoltage et la consommation qu'elles présentent. Des lampes anglaises furent envoyées à cet effet en Amérique pour être comparées aux lampes américaines. On trouva que les premières ne répondaient ni à la consommation, ni à la puissance lumineuse indiquée. Pour des lampes à incandescence de 16 bougies, la valeur moyenne de la puissance lumineuse fut trouvée égale à 13,2 bougies : la consommation moyenne fut trouvée égale à 4,51 watts par bougie. Les lampes américaines ont donné en moyenne 16,2 bougies pour une consommation moyenne de 3,83 watts par bougie. D'autres expériences ont confirmé ces résultats. Deux séries de lampes furent soumises à l'essai rapide américain consistant à la faire fonctionner à 3,1 watts par bougie. Les lampes anglaises présentèrent une durée moyenne de 82 heures et les lampes américaines une durée moyenne de 156 heures, soit près du double. Les lampes américaines à 220 volts présentèrent une durée de fonctionnement cinq fois plus grande que les lampes anglaises. De nouvelles expériences ont donné les mêmes résultats.

L'auteur conclut en montrant l'importance qu'il y a à définir d'une façon précise les différentes grandeurs intéressantes pour les lampes électriques ainsi que les étalons et les méthodes de mesure employés. Il déplore que les lampes anglaises soient inférieures aux lampes allemandes ou américaines, et que toutes les nouvelles lampes, Nernst, au tantale, à l'osmium, au zirconium, au molybdène, au carbone métallisé, soient toutes d'importation étrangère.

R. R.

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLVIII, 1^{er} septembre 1906, page 354.

Sur un photomètre photo-électrique. — F. Hanus. — *Physikalische Zeitschrift*, 1^{er} septembre 1906.

L'effet de Hallwachs sur des sphères de zinc fraîchement amalgamées a été utilisé dès 1892 par Elster et Geitel pour la photométrie : si l'on remplace les sphères de zinc amalgamé par des couches de métaux alcalins placés dans le vide, et l'électroscope primitivement employé par un galvanomètre, on réalise un dispositif photométrique d'un emploi tout à fait pratique.

Un photomètre basé sur ce principe et construit sous la direction d'Elster et Geitel a été employé avec un plein succès dans différentes expériences, entre autres pendant une éclipse de soleil. Une boule de verre contient, dans un vide très poussé d'hydrogène, une couche de rubidium très sensible placée en face d'une électrode annulaire en platine. L'élément ainsi constitué est placé dans une enveloppe métallique hermétique : deux bornes isolées à l'ambre permettent la liaison des électrodes avec les conducteurs extérieurs. Un diaphragme laisse passer la lumière sur une plaque mate en verre violet d'Iéna. La lumière diffuse émise par celle-ci produit l'effet photo-électrique. La sensibilité de l'élément varie un peu avec la température : il faut donc éviter un échauffement perturbateur. Cela est réalisé par l'emploi du verre violet qui absorbe tous les rayons de longueurs d'ondes supérieures à 500 microns, d'un écran qui protège tout l'appareil contre la radiation directe et d'un polissage très soigneux des parois extérieures du photomètre. Une batterie de 6 piles sèches a son pôle positif relié à l'électrode en platine, et son pôle négatif relié, par l'intermédiaire d'un commutateur à bascule, au galvanomètre et à l'électrode en rubidium. Des expériences préliminaires ont montré que les déviations du galvanomètre sont proportionnelles à l'intensité lumineuse : ces expériences ont été faites au moyen du soleil ou au moyen d'une lampe à arc. Une variation de 5 % dans la tension agissante de la batterie ne produit qu'une variation de 2 % de la déviation du galvanomètre.

E. B.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ÉRIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

DIAGRAMME GÉNÉRAL DES COURANTS TRIPHASÉS (*fin*)⁽¹⁾

Pour le cas, important en pratique, du moteur arrêté et court-circuité, on peut déduire du diagramme de la figure 15, pour $\varphi_2 = 0$, le diagramme de la figure 23. Les vecteurs E'_1 et E''_2 sont perpendiculaires à J'_2 ; ces deux vecteurs sont approximativement égaux; le courant magnétisant $J_{\mu k}$ est à peu près égal à $J_{\mu 1}/2$, c'est-à-dire à la moitié du courant magnétisant à vide. Généralement, au court-circuit, on a assez exactement la relation :

$$E_k^2 = (J_1 w_1 + J'_2 w'_2)^2 + (E'_1 + E''_2)^2. \quad (21)$$

Les grandeurs des différents vecteurs dont les diagrammes se composent sont les suivantes pour le moteur triphasé :

$$AW_{\mu} = 0,58p' (J_{\mu} Z_1 / 4p) f_w, \quad (22)$$

et d'autre part :

$$AW_{\mu} = 0,8 \cdot B_1 \cdot \delta + aw_1 \cdot l_1 + aw_{11} \cdot l_{11} + aw_{12} \cdot l_{12} + aw_2 \cdot l_2, \quad (23)$$

B_1 désignant l'induction moyenne dans l'air, δ la valeur de l'entrefer, aw , les ampère-tours par centimètre du noyau de fer primaire, l_1 la longueur du circuit magnétique dans le fer primaire; les termes suivants s'appliquent aux mêmes grandeurs dans les dents primaires, dans les

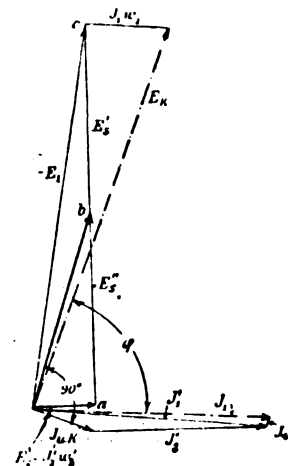


Fig. 23.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLVIII, 29 septembre 1906, page 481 et tome XLIX, 6 octobre 1906, page 5.

dents secondaires, et dans le noyau secondaire, tout étant rapporté aux inductions moyennes. De même on a :

$$\left. \begin{aligned} AW_1 &= 0,58p' (J_1 Z_1 / 4p) f_w \\ AW_2 &= 0,58p' (J_2 Z_2 / 4p) f_w \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

p' désignant le nombre de phases, f_w le facteur d'enroulement (compris entre 0,85 et 1).

Pour les enroulements en une couche on a, comme précédemment dans les générateurs :

$$E'_1 = 2,2 n_1 Z_1 K'_1 10^{-8} = 2\pi n L J_1 10^{-8} = 1,6 (n_1 Z_1^2 / pq_1) \Lambda_1 (1 + C_1) J_1 10^{-8} \quad (25)$$

et

$$K'_1 = 0,7 (J_1 Z_1 / pq_1) \Lambda_1 (1 + C_1). \quad (26)$$

Tous les indices 1 se rapportent au circuit primaire, et tous les indices 2 au circuit secondaire. On a de même, réduites au primaire, les valeurs suivantes :

$$E''_1 = 1,6 (n_1 Z_1^2 J_2 / pq_2) \Lambda_2 (1 + C_2) \quad (27)$$

$$K''_1 = 0,7 (J_2 Z_1 / pq_2) \Lambda_2 (1 + C_2). \quad (28)$$

Comme dans les générateurs, on a pour $\Lambda_1 (1 + C_1)$ et $\Lambda_2 (1 + C_2)$ les valeurs :

$$\Lambda_1 (1 + C_1) = l_{e1} \lambda_{e1} (1 + C_1) + l_{a1} \lambda_{a1} (1 + C'_1) \lambda_{p1} + \lambda_{z1} \quad (29)$$

$$\Lambda_2 (1 + C_2) = l_{e2} \lambda_{e2} (1 + C_2) + l_{a2} \lambda_{a2} (1 + C'_2) + \lambda_{p2} + \lambda_{z2}. \quad (30)$$

Les facteurs λ_{z1} et λ_{z2} tiennent compte de la dispersion intermédiaire signalée par Adams (belt leakage). On admet généralement que, dans un moteur triphasé, le courant primaire J_1 et le courant secondaire J_2 , ou les ampère-tours correspondants se compensent mutuellement jusqu'au courant magnétisant J_μ . Cela n'est vrai que pour une position du rotor, celle où les phases de même nom se superposent au secondaire et au primaire. Pour toutes les positions intermédiaires, les phases empiètent les unes sur les autres et il se produit des flux de dispersion présentant la même allure que le flux principal. On peut par suite poser $\lambda_{z1} = \beta_1 q_1 / \delta$ et $\lambda_{z2} = \beta_2 q_2 / \delta$, en désignant par q_i la section d'air par pôle. Les facteurs β_1 et β_2 sont à peu près égaux et compris entre 0,001 et 0,003 pour les moteurs triphasés, la plus petite valeur correspondant au cas d'un nombre infini d'encoches, et la plus grande valeur au cas de deux encoches par pôle et par phase (1) : pour les moteurs diphasés, β_1 et β_2 ont des valeurs environ cinq fois plus grandes : pour les moteurs à rotor en court-circuit, ces facteurs sont nuls. On peut aussi poser :

$$\lambda_{z1} = \beta_1 k_1 (\tau l_e / \delta) \text{ et } \lambda_{z2} = \beta_2 k_1 (\tau l_e / \delta),$$

en désignant par τ le pas polaire à l'entrefer, par l_e la longueur active de fer et par k_1 une constante comprise entre 0,6 et 1 suivant la grandeur de l'ouverture des encoches. Tandis que les valeurs (2) de λ_{a1} et λ_{a2} , de λ_{p1} et λ_{p2} ainsi que de $(1 + C)$ restent les mêmes que précédemment pour le générateur, les valeurs de λ_e varient sensiblement. D'après les notations de la figure 24, on a :

$$\lambda_{e1} = 0,8 \underbrace{\frac{h'_1}{b'_1}}_{\text{dispersion des encoches}} + 2,6 \underbrace{\left(\frac{h'_2}{b'_1} + \frac{h'_3}{b'_3} \right)}_{\text{dispersion en zigzag}} + 2,6 \underbrace{\frac{(\tau'' - b''_3 - b''_3)^2}{8\delta\tau''}}_{\text{dispersion en zigzag}}. \quad (31)$$

La dispersion en zigzag λ_x , comme la dispersion intermédiaire, varie avec la position relative du stator et du rotor et l'on ne peut introduire dans le calcul qu'une valeur moyenne. La dispersion en zigzag primaire est maxima quand les encoches du primaire ou du secon-

(1) Pour trois encoches, on peut prendre $\beta = 0,002$ et, pour quatre encoches, $\beta = 0,0015$.

(2) Pour les rotors en court-circuit, λ_{z2} est sensiblement plus petit que pour les rotors bobinés : on peut poser $\lambda_{z2} = \tau$ approximativement.

daire sont juste en face des dents du secondaire ou du primaire: ce maximum a pour valeur :

$$(\lambda_x')_{\max} = \frac{(l_x' \tau_z'' - b_3'' - b_3')}{2 \cdot 2\delta}$$

Quand le rotor a tourné de $1/2 (\tau_z'' - b_3'' - b_3')$, la dispersion λ_x' est à peu près nulle et conserve cette valeur le long du segment $(b_3' + b_3')$, figure 25: ensuite λ_x' croît à nouveau jusqu'à $(\lambda_x')_{\max}$. La valeur moyenne $(\lambda_x')_m$ est donnée par l'équation :

$$(\lambda_x')_m = (\lambda_x')_{\max} \frac{(\tau_z'' - b_3'' - b_3')}{2\tau_z''} = \frac{l_x' (\tau_z'' - b_3'' - b_3')^2}{8\delta\tau_z''}. \quad (32)$$

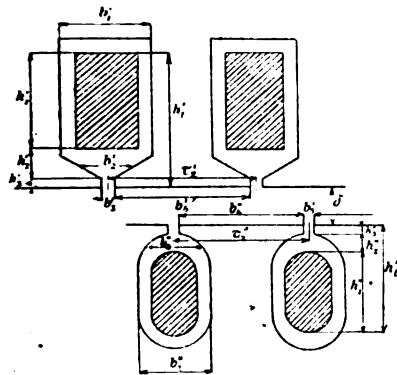


Fig. 24.

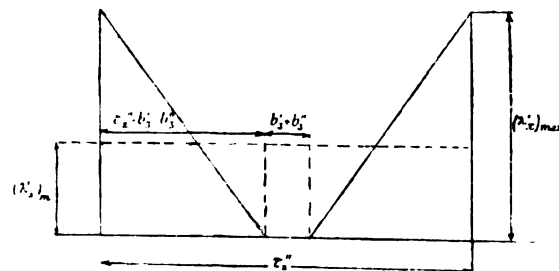


Fig. 25.

Pour les enroulements à deux couches il faut poser, comme pour les générateurs :

$$E_s' = 0,8 (n_1 Z_1^2 J_1^2 / p q_1) \Lambda_1 (1 + C_1) \quad (33)$$

$$K_s' = 0,35 (J_1 Z_1 / p q_1) \Lambda_1 (1 + C_1), \quad (34)$$

et de même pour E'' et K'' . Λ_1 conserve la même valeur que précédemment, mais on a :

$$\lambda_{el} = \frac{h_1'}{b_1'} (1 + 0,5v) + 2,6 \left\{ \left(\frac{h_2'}{b_2'} + \frac{h_3'}{b_3'} \right) + \frac{(\tau_z'' - b_3'' - b_3')^2}{8\delta\tau_z''} \right\} (1 + v). \quad (35)$$

Le facteur v est le même que pour les générateurs; toutes les autres valeurs dans l'expression de Λ_1 sont les mêmes que précédemment; quand il y a plus de deux côtés de bobines dans une encoche, les valeurs de C_1 et C_2 doivent être augmentées de 20 à 50 % par rapport aux valeurs précédentes.

Dans la plupart des calculs pratiques, on peut admettre que E_s' et E ont la même direction. Il n'est question alors que d'une seule tension de dispersion :

$$E_s = E_s' + E_s'' = 2,2 n_1 Z_1 (K_s' + K_s'') \cdot 10^{-8}. \quad (36)$$

Si par exemple on a fait les mesures à l'arrêt, c'est-à-dire en court-circuit, on a, d'après la figure 23 :

$$E_k^2 = E_s^2 + \{ J_{k1} w_1 + (J_{k1} - J_{\mu k}) w_2' \}^2, \quad (37)$$

en appelant E_k la différence de potentiel aux bornes, J_{k1} le courant primaire, et $J_{\mu k}$, approximativement égal à la moitié de $J_{\mu 1}$, le courant magnétisant au court-circuit. De cet essai en court-circuit, on déduit donc E_s . On peut poser approximativement, pour les enroulements en une couche⁽¹⁾ :

$$E_s = 3,2 (n_1 Z_1^2 J / p q) \Lambda (1 + C) 10^{-8}. \quad (38)$$

(1) Pour deux couches, le coefficient 3,2 est remplacé par le coefficient 1,6.

On a

$$q = 1/2 (q_1 + q_2); \quad J = 1/2 (J_1 + J_2); \quad \Lambda = 1/2 (\Lambda_1 + \Lambda_2); \quad C = 1/2 (C_1 + C_2).$$

Si, dans l'équation (37), on néglige les faibles chutes ohmiques, ainsi que $J_{\mu k}$ vis-à-vis de J_{k1} , on a, au court-circuit :

$$E_k = E_s = 3,2 (n_1 Z_1^2 J_{k1} / pq) \Lambda (1 + C) 10^{-8}. \quad (39)$$

Le courant de court-circuit J_{k1} est donné par l'équation

$$J_{k1} = \frac{E_k}{3,2 (n_1 Z_1^2 / pq) \Lambda (1 + C) 10^{-8}}. \quad (40)$$

Pour obtenir des formules simples pratiques, quoique non valables d'une façon générale, on peut, pour la détermination de Λ , faire les hypothèses suivantes pour les grandeurs primaires et secondaires. On suppose constantes les grandeurs :

$$h_1; \quad h_2; \quad h_3; \quad b_2/b_1; \quad b_3/b_1; \quad \tau_2/b_1; \quad l_1/\tau; \quad s; \quad 1 + C; \quad 1 + C'.$$

En outre on suppose $n_2 = p'$. q = nombre d'encoches par pôle ; et $\tau_2 = \tau n_2$. Dans ce cas, on peut rassembler les nombreuses constantes et écrire :

$$J_{k1} = \frac{E_k}{\frac{n_1 Z_1^2}{p \cdot 10^8} \left[\underbrace{\frac{\alpha l_1}{b_1 n_2}}_{\text{dispersion des encoches}} + \underbrace{\frac{\beta \tau l_1}{\delta n_2^2}}_{\text{dispersion en zigzag}} + \underbrace{\gamma \tau}_{\text{dispersion frontale}} + \underbrace{\mu}_{\text{dispersion des pôles}} + \underbrace{\nu \frac{\tau_2}{\delta}}_{\text{dispersion intermédiaire}} \right]}$$

Dans cette formule, les coefficients α , β , γ , μ et ν ont à peu près, pour les moteurs triphasés, les valeurs suivantes dans les cas extrêmes :

$\alpha = 80$	pour encoches presque fermées, enroulement en une couche,
$\alpha = 40$	pour encoches ouvertes, enroulement en deux couches, pas raccourci ($\nu < 1$),
$\beta = 3,5$	pour encoches presque fermées,
$\beta = 0$	pour encoches ouvertes,
$\gamma = 4,5$	pour connexions frontales serrées les unes sur les autres,
$\gamma = 3,0$	pour connexions frontales séparées les unes des autres,
$\gamma = 2,5$	pour induits en court-circuit,
$\mu = 3$	environ,
$\nu = 0,0015$	pour beaucoup d'encoches par pôle et phase et pour des encoches ouvertes,
$\nu = 0,009$	pour peu d'encoches par pôle et phase et encoches fermées,
$\nu = 0$	pour induits en court-circuit.

Le coefficient de dispersion précédemment donné a pour valeur :

$$\sigma = \frac{J_{\mu l}}{J_{k1} - J_{\mu l}} = \text{environ } \frac{J_{\mu l}}{J_{k1}}. \quad (42)$$

La valeur de J_{k1} est indiquée plus haut : la valeur de $J_{\mu l}$ est donnée par l'expression :

$$J_{\mu l} = k' (2p/Z_1) A W_{\mu} = \text{approximativement } k (2p/Z_1) 0,8 B_i \delta. \quad (43)$$

Dans cette formule, B_i représente l'induction moyenne dans l'air, k' a pour valeur 1,23 dans les moteurs triphasés ; le coefficient $k = 1,3 k'$ tient compte de la réluctance magnétique du fer, la valeur de $A W_{\mu}$ est donnée dans l'équation (23). On a en outre :

$$E_k = [E_1] + [J_1 w_1] = \text{environ } E_1 = c_1 n_1 Z_1 K_1 10^{-8}$$

ou

$$E_k = c_1 n_1 Z_1 B_i l_m \tau 10^{-8}. \quad (44)$$

En posant

$$m = \frac{\text{section réelle de l'air}^{(1)}}{\tau l_e},$$

on a :

$$\sigma = \frac{k(2p/Z_1)0,8B_1\delta}{c_1 n_1 Z_1 B_1 l_e m \tau 10^{-8}} \cdot \frac{n_1 Z_1^2}{p \cdot 10^8} \left[\frac{\alpha l_e}{b_1 n_1} + \frac{\beta \tau l_e}{\delta n_1^2} + \gamma \tau + \mu + \nu \frac{\tau l_e}{\delta} \right]. \quad (45)$$

Si l'on pose $k = 1,4$ et $c_1 = 2,1$, on obtient pour les moteurs triphasés :

$$\sigma = \frac{1,1}{m} \left[\frac{\alpha \delta}{b_1 n_1 \tau} + \frac{\beta}{n_1^2} + \frac{\gamma \delta}{l_e} + \mu \frac{\delta}{l_e \tau} + \nu \right]. \quad (46)$$

La valeur de m est comprise entre 0,6 pour des encoches entièrement ouvertes et 1 pour des encoches presque fermées : on peut donc écrire en simplifiant :

$$\sigma = \alpha' \frac{\delta}{b_1 n_1 \tau} + \frac{\beta'}{n_1^2} + \frac{\gamma' \delta}{l_e} + \mu' \frac{\delta}{l_e \tau} + \nu'. \quad (47)$$

Les valeurs extrêmes des coefficients sont les suivantes :

$$15 \leq \alpha' \leq 60; \quad 0 \leq \beta' \leq 4; \quad 3 \leq \gamma' \leq 7; \quad 0 \leq \mu' \leq 5,5; \quad 0,003 \leq \nu' \leq 0,010.$$

Le premier membre de la formule (47) peut être simplifié tant que la valeur de $b_1 n_1$ est comprise entre 0,6 τ et 0,8 τ : on a alors

$$\alpha' \frac{\delta}{b_1 n_1 \tau} = \alpha'' \frac{\tau^2}{\delta}; \quad \alpha'' = \frac{\alpha'}{0,7} \text{ approximativement.}$$

La valeur de σ est alors la suivante

$$\sigma = \alpha'' \frac{\delta}{\tau^2} + \frac{\beta'}{n_1^2} + \frac{\gamma' \delta}{l_e} + \mu' \frac{\delta}{l_e \tau} + \nu' \quad (48)$$

La valeur de α'' est comprise entre 80 et 20, celle de β' entre 4 et 0, celle de γ' entre 7 et 3, celle de μ' entre 5,5 et 0, celle de ν' entre 0,003 et 0,010.

Les plus grandes valeurs de α'' et β' sont relatives aux encoches presque fermées, celle de γ' aux connexions frontales serrées les unes sur les autres et celle de ν' aux moteurs avec peu d'encoches par pôle et par phase. Ces valeurs peuvent, dans chaque cas, être calculées au moyen de formules fondamentales précédemment données.

Adams a donné, pour un moteur triphasé à encoches mi-fermées, les proportions suivantes (en %) des différents flux de dispersion, en négligeant la dispersion généralement faible entre pôles.

FRÉQUENCE	DISPERSION DES ENCOCHES	DISPERSION FRONTALE	DISPERSION EN ZIGZAG	DISPERSION INTERMÉDIAIRE
60	39	32	20	9 %
30	18,2	59,5	9,3	13
15	5,7	76	3	15,3

(1) Soit l la longueur axiale totale du fer, et soit z_k le nombre de canaux de ventilation de largeur b_k , la section d'air est :

$$q_l = (\tau - \sigma' n_1' b_3' - \sigma'' n_1'' b_3') (l - \sigma_k z_k b_k),$$

n_1' étant le nombre d'encoches primaires par pôle, n_1'' le nombre d'encoches secondaires par pôle, b_3' et b_3'' les grandeurs indiquées sur la figure 24.

$$\sigma = \frac{1}{90} \arctg \frac{b_3}{2\delta} - 1,5 \frac{\delta}{b_3} \log \left(1 + \frac{b_3^2}{4\delta^2} \right).$$

Pour σ' , il y a lieu d'introduire dans la formule b_3' , et pour σ'' il faut introduire b_3'' : pour σ_k il faut remplacer b_3 par b_k .

Pour l'emploi pratique du diagramme de la figure 21, on peut ou bien calculer J_{k1} d'après l'équation (41) et $J_{\mu1}$ d'après l'équation (43), ou bien calculer σ d'après l'équation (47) et $J_{\mu1}$ d'après l'équation (43) et établir ensuite le diagramme. On prend $ac = J_{\mu}$; $af = J_{k1}$ ou bien $cf = J_{\mu}/\sigma$ et $hc = ka$. On prend ensuite mf proportionnel à $[(J_{k1} - J_{\mu}) w_2/E_1] af$, ou bien alors

$$am = E_1/\sqrt{w_2^2 + (E_1/J_{k1})^2}.$$

6° Le diagramme du *générateur asynchrone* se déduit de la figure 14 et a été publié précédemment (1): il est d'ailleurs tracé sous sa forme la plus simple sur la figure 22. Un diagramme intéressant est celui du *survolteur asynchrone* dont la figure 26 indique schématiquement le montage. Le courant principal traverse le stator du moteur asynchrone qui est entraîné à la vitesse hypersynchrone constante $n_2 = n_1 + n$, (rapportée au cas du moteur bipolaire). La valeur de n , est comprise entre 2 et 10 % de n_2 . Le diagramme a été tracé (fig. 27) pour deux valeurs différentes du courant primaire J et J' , toutes les

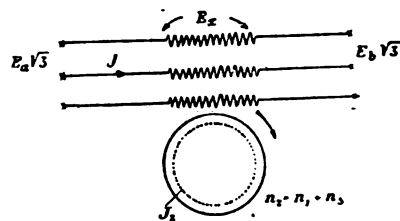


Fig. 26.

grandeurs relatives à la seconde valeur J' du courant étant affectées d'une apostrophe et toutes les valeurs étant réduites au courant primaire. A chaque courant primaire J correspond un courant secondaire J_2 bien déterminé qui ne diffère de J que par le courant magnétisant J_{μ} . Au courant J_2 correspond dans le circuit secondaire une f. é. m. $E_2 = J_2 W_2$, en appelant W_2 la résistance apparente du rotor. De la chute ohmique w_2 et de la valeur de W_2 , on déduit le décalage φ_2 entre J_2 et E_2 : dans la figure 29, il est nul. A la f. é. m. E_2 correspond le flux K_2 d'après la relation (2):

$$E_2 = c_2 n_1 K_2 Z_2 10^{-8}.$$

On voit que le flux K_2 croît directement avec E_2 , et par suite avec J_2 : il est donc approximativement proportionnel à J . Tant que les réluctances magnétiques du fer sont négligeables, le diagramme de la figure 27 croît proportionnellement au courant J en

formant des figures semblables, c'est-à-dire que les flux et les tensions croissent tous proportionnellement à J . Les valeurs absolues des inductions ou des flux dans la machine dépendent du courant primaire J , du glissement n , et de la résistance réelle w_{21} du rotor, car, en appelant J_{21} et E_{21} les grandeurs secondaires non réduites, on a:

$$E_{21} = J_{21} \times w_{21} = c_2 n_1 Z_2 K_2 10^{-8}.$$

Le flux K_2 dans le rotor a donc la valeur suivante:

$$K_2 = \frac{J_{21} w_{21}}{c_2 n_1 Z_2} 10^8 = C \frac{J_{21} w_{21}}{n_1} \approx \text{approx}^t C' \frac{J w_{21}}{n_1}.$$

Les autres vecteurs du diagramme sont calculés comme précédemment. Si l'on additionne géométriquement la tension de survoltage E_x et E_a , qui est décalée de φ_a sur J , on trouve la tension résultante E_b . La tension E_x croît proportionnellement à J , tant que la machine

(1) *Éclairage Électrique*, tome XL, 27 juillet 1904, page 13, figure 20.

(2) Si E_2 n'est pas réduit au circuit primaire, on a $E_2 = c_2 n_1 Z_2 K_2 10^{-8}$.

n'est pas saturée. La grandeur de E_b peut, pour un courant constant J , être modifiée par variation de la grandeur et de la phase de E_x , abstraction faite de la modification qui peut résulter d'une variation de l'angle φ entre J et E_a . On peut modifier E_x pour une valeur constante de J en modifiant la résistance secondaire w_2 . Plus la valeur de cette résistance est élevée, plus la valeur de E_2 et de E_x est élevée ; en outre E_x croît, pour un courant J constant, quand le glissement n , diminue. Finalement, on peut introduire dans le rotor une self-induction ou une capacité qui modifie l'angle entre J_2 et E_a ou entre E_x et E_a , ainsi que la grandeur de E_x . Une action analogue peut être obtenue par l'adjonction d'un collecteur au rotor du moteur, collecteur au moyen duquel on injecte une f. é. m. E_c réglable en grandeur et en phase. L'action de celle-ci est la même que celle étudiée dans le diagramme de la figure 17.

7° Finalement, nous étudierons le diagramme du régulateur d'induction triphasé (régulateur de potentiel ou transformateur auxiliaire) dont la construction est identique à celle d'un

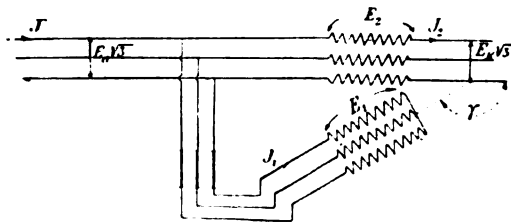


Fig. 28.

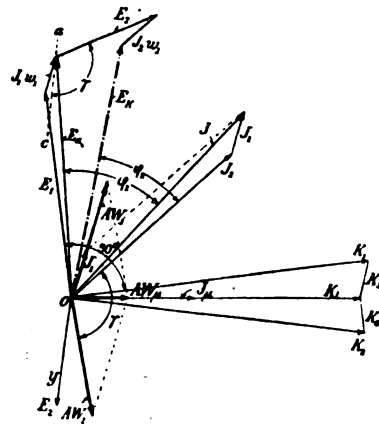


Fig. 29.

moteur d'induction triphasé, mais dont le rotor ne peut tourner que d'environ deux fois le pas polaire. Le primaire de cet appareil est branché en dérivation sur la ligne : la figure 28 indique les notations employées pour les différentes grandeurs. On connaît (fig. 29) E_k , J_2 et l'angle φ_2 entre E_k et J_2 . La tension supplémentaire E_2 , qui en elle-même est perpendiculaire au flux secondaire K_2 , est décalée par rapport à cette position d'un angle γ égal à celui que fait l'enroulement du rotor par rapport à la même position du stator, et s'additionne à E_a pour donner la différence de potentiel E_k aux bornes, déduction faite de la chute ohmique $J_2 w_2$. On a, comme précédemment

$$E_1 = c_1 n_1 Z_1 K_1 10^{-8}; \quad E_2 = c_2 n_2 Z_2 K_2 10^{-8}.$$

Pour obtenir la position des ampère-tours secondaires AW_2 , il faut faire tourner de γ le vecteur J_2 . Les ampère-tours AW_k produisent le flux K_1 , K_2 . Les ampère-tours AW_2 et AW_k combinés donnent les ampère-tours AW_1 , au moyen desquels on calcule facilement J_1 . Le courant que doit produire le générateur alimentant la ligne est la résultante J de J_1 et J_2 ; on peut encore ajouter à J un courant de perte J_v , parallèle à E_a , pour les pertes dans le fer du régulateur d'induction.

8° Le calcul des ampère-tours inducteurs totaux AW_{total} et de la chute de tension dans les machines à courant continu doit être effectué d'une façon toute différente de celle employée pour les courants triphasés. Nous voulons indiquer, pour terminer, une méthode pour le

calcul de AW_{total} dans le cas du courant continu, méthode qui a donné de bons résultats dans un grand nombre de calculs significatifs.

Nous prendrons le cas le plus général d'une machine compound. En premier lieu, d'après la différence de potentiel aux bornes E_k , la résistance de l'induit w_a , la résistance de passage des balais w_k et la résistance w_s de l'enroulement série, on peut calculer la f. é. m. E

$$E = E_k + J_a(w_a + w_k) + J_s w_s,$$

J_a étant le courant dans l'induit, et J_s le courant dans l'enroulement série. A la f. é. m. E correspond le flux utile K , donné par l'égalité :

$$E = \frac{uZK}{60 \cdot 10^8} \frac{p}{a},$$

où u désigne la vitesse de rotation en tours par minute, Z le nombre total de conducteurs, $2p$ le nombre de pôles ; $2a$ le nombre de branches en parallèle. Le flux K_a réellement nécessaire dans l'induit doit, pour deux raisons, être supérieur à K :

1° parce que le champ subit une distorsion du fait de la réaction d'induit et que la surface de la courbe de champ déformée est diminuée par suite de la modification de la perméabilité du fer, surtout aux hautes saturations :

2° parce que, lors du déplacement des balais hors de la zone neutre, une partie seulement du flux total est utilisée : par suite du déplacement des balais, une portion positive de la courbe de champ est retranchée et une portion négative est ajoutée.

Par suite du premier effet, le flux K_a est abaissé à une valeur γK_a ; par suite du second effet, le flux K_a est abaissé à une valeur νK_a . Le flux nécessaire K_a est donc donné par l'équation :

$$K_a = K / \gamma \nu.$$

Pour des avant-projets, on peut déduire la valeur de γ du tableau suivant :

$\frac{1}{1000} \cdot B_{zi} =$	20	22	24	26
$\gamma =$	0,975	0,955	0,95	0,94
pour	$AW_{r+} : AW_a \frac{P}{\tau} = 1$			
$\gamma =$	0,995	0,99	0,985	0,975
pour	$AW_{r+} : AW_a \frac{P}{\tau} = 2,$			

en désignant par B_{zi} l'induction idéale dans les dents en moyenne, par AW_{r+} les ampère-tours pour l'air et les dents pour le flux K , par AW_a les ampère-tours de l'induit $J_a Z / 8ap$, par P/τ le rapport de l'arc polaire au pas polaire. Pour ν , on peut prendre comme valeurs celles du tableau suivant :

$S_r : S_p \frac{\tau - P}{2\tau} =$	0	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{1}{1}$
$\nu =$	1,00	0,99	0,97	0,94	0,90,

en désignant par S_r le décalage des balais en lames de collecteur par rapport à la zone neutre, et par S_p le nombre de lames par pôle.

Pour K_a , on calcule les ampère-tours $AW_r + AW_k + AW_s$ relatifs à l'entrefer, au noyau de fer et aux dents. Ensuite on détermine les ampère-tours AW_B des bobines court-circuitées par les balais ; on a approximativement :

$$AW_B = 0,1 \frac{f(Z/2S) \Sigma e}{w'_k},$$

en appelant f le nombre de lames couvertes par une ligne de balais, S le nombre total de lames, w_k la résistance de passage par ligne de balais, Σe la f. é. m. résultante dans les bobines court-circuitées. Un grand nombre d'expériences nous ont montré que l'on peut poser :

$$AW_B = cAW_a,$$

en donnant à c des valeurs comprises entre 0,10 et 0,30, en moyenne $c = 0,2$ pour des génératrices, et comprises entre 0,0 et $-0,20$, en moyenne $c = -0,1$ pour des moteurs.

Les contre-ampère-tours AW_g sont donnés par la formule suivante :

$$AW_g' = \pm AW_a (2S_n/S_p).$$

On forme alors le total des ampère-tours et l'on obtient :

$$AW_f = AW_r + AW_e + AW_i + AW_B + AW_g.$$

Aux ampère-tours AW_f correspond un certain flux de dispersion :

$$K_d = 1,26 \cdot AW_f \cdot \Lambda,$$

en appelant Λ la perméabilité pour le flux de dispersion K_d . Le flux dans le pôle est $K_p = K_a + K$ et, dans la culasse, il y a la moitié de cette valeur. Les ampère-tours AW_{p+j} relatifs au pôle et à la culasse sont ainsi déterminés, et l'on obtient le nombre total d'ampère-tours AW_{total} en additionnant les ampère-tours AW_f et les ampère-tours AW_{p+j} .

Dans les coefficients pour AW_i et AW_B et éventuellement dans le calcul de la résistance w_a , on ajoute la réaction due aux courants de Foucault dans l'induit et dans les masses polaires.

F. NIETHAMMER.

EXPÉRIENCES FAITES A SAULT-SAINTE-MARIE (ONT.) SUR LA RÉDUCTION, PAR LES PROCÉDÉS ÉLECTRO-THERMIQUES, DES MINÉRAIS DE FER CANADIENS.

Des expériences ont été faites en 1905, à Sault-Sainte-Marie, sous les auspices du gouvernement canadien, pour l'application des procédés électro-thermiques aux minerais de fer du Canada. Ces expériences, faites sous la direction du D^r Haanel, Surintendant des Mines au Ministère de l'Intérieur, avaient pour but de compléter les observations recueillies en Europe par la Commission Canadienne, chargée d'étudier les différents procédés électro-thermiques utilisés dans la métallurgie du fer et de l'acier (1904).

En ce qui concerne la réduction des minerais de fer, cette commission n'avait pu assister qu'à deux séries d'expériences. La première, faite à La Praz par le D^r Héroult, n'était qu'une simple épreuve, ne donnant aucun résultat certain ; la seconde, faite à Livet, par M. Keller, comporta des expériences plus étendues, prolongées plusieurs jours et faites avec une hématite très pure, contenant 3,21 % de manganèse et 0,02 % seulement de soufre, minéral facile, par conséquent, à réduire et à purifier. Ces dernières expériences avaient été exécutées en deux séries, mais les résultats, variant du simple au double entre ces séries furent si dissemblables qu'on n'en pouvait définitivement conclure la quantité d'énergie nécessaire pour obtenir une tonne de métal : M. Harbord, métallurgiste de la commission, fut ainsi amené à accepter la moyenne entre les deux essais, soit 0,350 cheval-an, ce qui correspondrait à une production de 7 827 tonnes anglaises par 1 000 chevaux et par jour.

Avant de pouvoir se former une opinion ferme sur la possibilité d'appliquer aux minerais du Canada les procédés électro-thermiques, il était donc nécessaire de préciser plus exactement la quantité d'énergie requise par tonne de produit ainsi que d'établir quelques points importants, en rapport avec les conditions spéciales du Canada, et que les expériences de Livet n'avaient pu élucider :

1° La magnétite, qui est le principal minerai canadien et qui est un corps conducteur, pouvait-elle être réduite par les procédés électrothermiques ?

2° Peut-on transformer des minerais de fer, relativement riches en soufre, mais ne contenant pas de manganèse, en fers en gueuse de composition marchande ?

3° Dans les expériences de Livet les essais de substitution du charbon de bois au coke, comme agent réducteur, avaient échoué. Le procédé pourrait-il être modifié de telle façon que le charbon de bois, — qui peut être fabriqué à bas prix avec les déchets de scieries et d'autres établissements utilisant le bois, si nombreux au Canada, — puisse remplacer le coke ? Ce point était tout particulièrement important au point de vue économique que puisque les provinces de Québec et d'Ontario doivent importer le charbon nécessaire aux emplois métallurgiques, tandis qu'elles sont riches en minerais et en chutes d'eau, ainsi qu'en forêts et en tourbières. C'est pour mettre au point ces différentes questions que le service des mines du Canada autorisa l'établissement d'une installation électro-thermique expérimentale.

Le four fut installé dans un bâtiment de la « Lake superior Corporation » à Sault-Sainte-Marie (Ontario), sous la direction de M. Erik Nystrom, des services centraux du Corps des Mines.

Ce four était établi d'après les plans du D^r P. Héroult qui se chargea des expériences. Ce four (fig. 1) consistait en une enveloppe de fer boulonnée sur une plaque de base en fonte de 14^m,65 environ

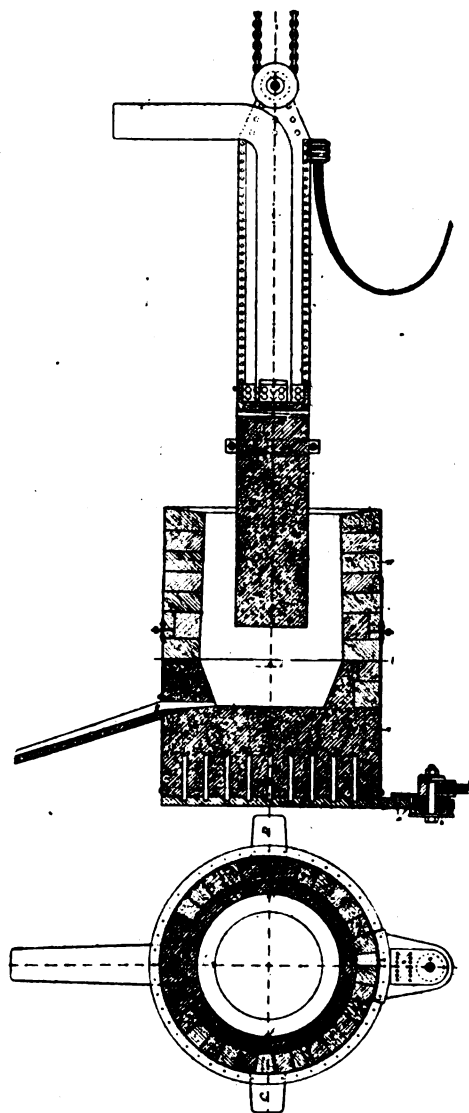


Fig. 1. — Coupes du four électrique Héroult.

(48 pieds anglais). Cette enveloppe était faite en deux sections cylindriques pour faciliter les réparations. Afin de rendre l'inductance aussi petite que possible, les lignes de force magnétique dans l'enveloppe de fer étaient évitées grâce au remplacement, par une plaque de cuivre, d'une bande verticale de l'enveloppe large de 3^m,35 environ (20 pieds anglais); la pâte de charbon était enfoncée dans la partie inférieure du four sur la base du creuset; le revêtement intérieur était fait de briques réfractaires ordinaires et recouvert, depuis la base du creuset jusqu'à un point un peu supérieur au niveau du laitier, d'une pâte de charbon de quelques pieds d'épaisseur. Le creuset, toutefois, était entièrement en charbon.

Le revêtement du four avait la forme d'un double cône assemblé base à base; les dimen-

sions intérieures en furent changées plusieurs fois selon les indications de l'expérience, mais dans la plupart des expériences ces dimensions étaient les suivantes :

Diamètre à la base du creuset : 24 pieds, soit environ.	7 ^m ,32
Hauteur du cône inférieur : 11 pieds, soit environ.	3 35
— supérieur : 33 pieds, —	10 06
Diamètre de la base commune des deux cônes : 32 pieds, soit environ.	9 76
— au sommet du four : 30 pieds, soit environ.	9 15

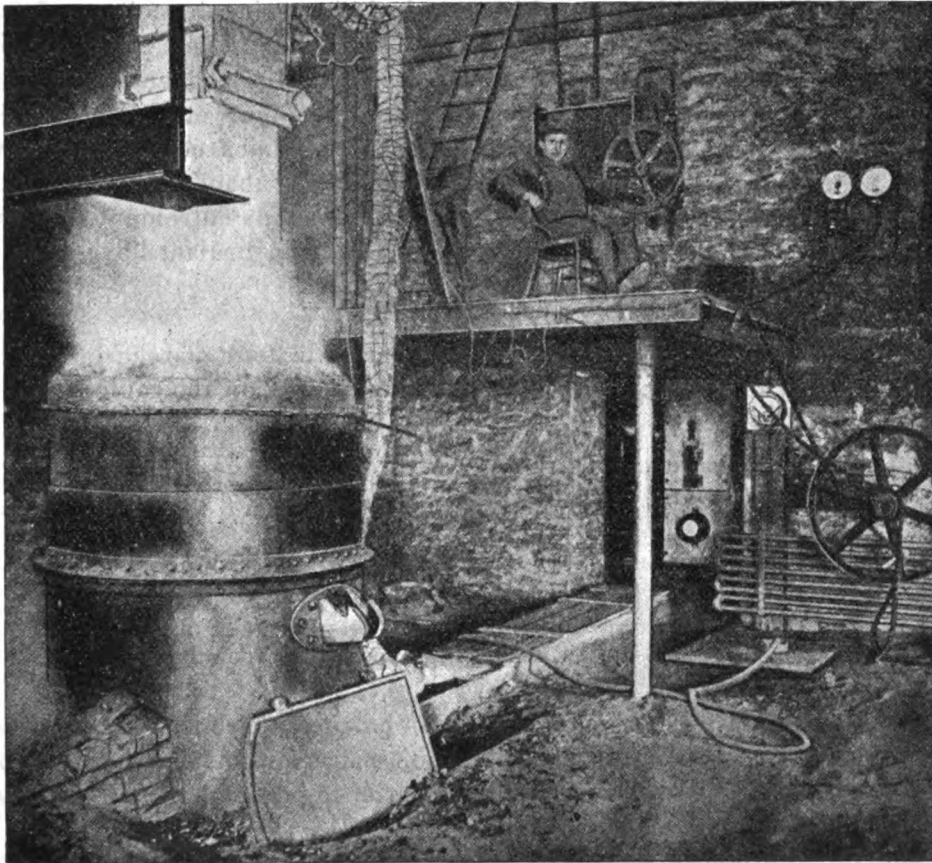


Fig. 2. — Emplacement des appareils de mesure et méthode de réglage de l'électrode.

Les électrodes prismatiques, construites d'après le procédé Héroult, avaient été importées de Suède; le contact avec les câbles transmettant aux électrodes le courant électrique consistait en une semelle d'acier rivée à quatre plaques de cuivre et supportée par une poulie. L'électrode et son contact étaient supportés par une chaîne passant sous cette poulie; par une de ses extrémités la chaîne était fixée au mur; l'autre extrémité passait sur un treuil, ce qui permettait de régler facilement à la main les électrodes (fig. 2).

L'énergie électrique était fournie par une seule phase d'un générateur à courant alternatif triphasé, 400 kilowatts, 30 tours, 2 400 volts, accouplé par courroie à un moteur à courant continu de 300 chevaux, 500 volts. Le courant, transmis à 2 200 volts à un transformateur

Westinghouse de 225 kilowatts, était transformé à 50 volts. Ce transformateur était placé dans une chambre isolée; le courant était amené du transformateur à la plaque de contact à la base du four, et au contact de l'électrode, par 30 câbles conducteurs d'aluminium.

Un certain nombre d'expériences furent d'abord faites pour régler la capacité du creuset à l'énergie utilisable, déterminer la meilleure forme intérieure du four et assurer le passage commode de la charge; des expériences furent faites ensuite pour utiliser l'énergie calorifique de l'oxyde de carbone provenant de la réduction du minerai. Dans ce but un courant d'air sous pression était lancé dans le four, à 30 centimètres au-dessous du niveau supérieur de la charge; le combustible de cette charge était du poussier de coke aggloméré à de l'argile réfractaire et mis en briquettes. On fut arrêté dans cette voie par deux difficultés: la charge en demi-fusion, devenue pâteuse, ne descendait plus convenablement, et on n'y pouvait remédier en tisonnant, l'espace entre les parois du four et l'électrode étant trop étroit; d'autre part, les électrodes, insuffisamment protégées, étaient corrodées profondément.

Cette étude, pour laquelle le four n'était pas à point fut donc abandonnée momentanément. Il ne résulte pas moins des essais effectués qu'avec un four autrement construit, dans lequel l'électrode serait isolée de la charge, on pourrait, en brûlant l'oxyde de carbone, accroître considérablement le rendement.

Les expériences officielles commencèrent en janvier et le four marcha jour et nuit, avec très peu d'arrêts, jusqu'au 5 mars. Pendant ce temps on fit environ 150 coulées. Les minerais suivants furent traités:

- 1° Hématite.
- 2° Magnétite des mines de Wilbur.
- 3° — Blairton.
- 4° — Calabogie.
- 5° — —
- 6° — —
- 7° Pyrrhotite grillée de la « Lac Supérieur Corporation ».
- 8° Minerai titanifère de Québec.

Les matières entrant dans la charge, — minerai, fondant et charbon, — étaient concassées, passées à travers un anneau de 20 millimètres et sommairement mêlées. La composition de cette charge était modifiée de temps à autre pour varier le pourcentage du charbon de bois et du fondant.

Faute de pouvoir reproduire dans tous leurs détails chacune des opérations qui présentent un intérêt spécial nous indiquerons les résultats de quelques-unes:

OPÉRATION N° 8.

Minerai traité.	Hématite.
Agent réducteur.	Briquettes.
Fondant.	Calcaire.

Analyse des matières composant la charge :

Hématite :	SiO ²	5,420 %
	Fe ² O ³	88,900
	Al ² O ³	2,510
	CaO.	0,610
	MgO.	0,300

	Mn.	0,160
	P.	0,044
	S.	0,002
Calcaire :	SiO ²	1,710 %
Fe = 62,23 %	Fe ² O ³ + Al ² O ³	0,810
	CaCO ³	92,850
	MgCO ³	4,400
	P.	0,004
	S.	0,052
Briquettes (1) :	Matières volatiles.	4,05 %
	Charbon.	69,73
	SiO ²	15,26
	Fe ² O ³ + Al ² O ³	8,92
	CaO.	0,90
	MgO.	0,30
	S.	0,84

La charge, qui fut légèrement modifiée par les charges suivantes qui augmentèrent la proportion de briquettes aux dépens du calcaire, était ainsi composée :

Minerai.	90 ^{kgr} ,600
Briquettes.	24 880
Calcaire.	22 650

Analyse du métal produit :
Coulée n° 28. Fonte grise.

Carbone total.	4,85 %
Si.	0,870
S.	0,018

Coulée n° 30. Fonte grise.

Carbone total.	4,350 %
Si.	1,030
S.	0,019

Analyse du laitier produit :

SiO ²	34,40 %
Al ² O ³	13,73
CaO.	43,53
MgO.	2,00
Fe.	1,35
S.	0,55

$$\frac{\text{Laitier obtenu}}{\text{Fonte obtenue}} = \frac{1162}{2665} = 0,44.$$

Durée de l'opération.	12 heures.
Voltage moyen au four.	38,5 volts.
Nombre moyen des ampères.	4 856
Facteur de puissance.	0,919
Fonte produite.	1 212 ^{kgr} ,645

(1) Les briquettes étaient faites de 80 % de coke en poudre et de 20 % d'argile réfractaire.

$$\text{Watts} = 38,5 \times 4\,856 \times 0,919. \dots\dots\dots = 171\,812$$

$$\text{Chevaux} = \frac{171\,812}{746} \dots\dots\dots = 230,3$$

Quantité de fonte produite par 1 000 chevaux et par jour :
 11,57 tonnes anglaises, soit environ. 11 762^{kg},65.

Dans les expériences suivantes, le charbon de bois ou le coke ont été employés comme agents réducteurs en place des briquettes ; par ce moyen la quantité de laitier s'est trouvée de beaucoup diminuée et le rendement a été augmenté considérablement.

OPÉRATION N° 16.

Minerai traité : magnétite de Calabogie.

Réducteur : charbon de bois.

Fondant : calcaire et sable quartzeux.

Analyse des matières composant la charge :

Minerai :	SiO ² .	6,060 %
	Fe ² O ³ .	58,000
	FeO.	24,780
	Al ² O ³ .	1,000
	CaO.	0,400
	MgO.	6,000
	P ² O ³ .	0,046
	S.	0,170
	CO ² , et non dosé.	3,544
Charbon de bois :	Humidité.	2,20
	Matières volatiles.	20,60
	Carbone fixe.	74,40
	Cendres.	2,80
Calcaire :	SiO ² .	1,710 %
	Fe ² O ² + Al ² O ³ .	0,810
	CaCO ³ .	92,850
	MaCO ³ .	4,400
	P.	0,004
	S.	0,052

Composition de la charge :

Minerai.	181 ^{kg} ,2
Charbon de bois.	56 625
Calcaire.	20 4
Quartz.	2 268

Analyse de la fonte produite :

Coulée n° 102. Fonte grise.

Carbone total.	4,200 %
Si.	1,750
S.	0,005
P.	0,047

Analyse du laitier produit :

SiO ² .	30,90 %
Al ² O ² .	12,30
CaO..	40,09
MgO.	12,91
S.	1,48
Fe.	0,56

$$\frac{\text{Laitier}}{\text{Fonte}} = \frac{2,556}{7,150} = 0,36.$$

Durée de l'opération..	38 ^h 20 ^m
Voltage moyen au four.	36,5 volts.
Nombre moyen des ampères.	4,993.
Facteur de puissance.	0,919.
Fonte produite.	3 ^{kg} 300.
Watts..	167,483

L'opération n° 18 est également intéressante. Elle portait sur de la pyrrhotite grillée et permit d'obtenir un ferro-nickel, dont nous donnerons la composition, pour la coulée n° 130 :

Carbone total.	3,380 %
Si.	4,500
S.	0,006
Ph.	0,037
Su.	0,870
Ni.	4,12

$$\frac{\text{Laitier}}{\text{Fonte}} = 0,69.$$

Dans des opérations ultérieures il a été possible de faire tomber la teneur en silicium Si à 2 % en augmentant la quantité de calcaire de la charge. Dans cet essai, elle était de 22^{kg},65 pour 90^{kg},60 de pyrrhotite et 49^{kg},83 de charbon de bois.

*
* *

On craignait d'éprouver des difficultés considérables, causées par la conductibilité, dans le traitement de la magnétite. On pensait que, avec le four employé, dans lequel l'électrode était immergée dans la charge, le courant, au lieu de donner un arc concentré dans la zone de fusion se diffuserait dans toute la masse, ce qui augmenterait la chaleur nécessaire pour la réduction et la fusion. Avec l'emploi du charbon de bois, cette difficulté n'a pas été constatée.

Il était économiquement intéressant de constater si le charbon de bois et la tourbe pouvaient être utilisés aussi bien que le coke sans être agglomérés avec le minerai : aucune difficulté ne se présenta. En fait le charbon de bois était si admirablement désigné comme agent réducteur, après avoir été concassé et passé à l'anneau de 20 millimètres que l'emploi du coke, des briquettes, et du coke mélangé à l'argile réfractaire fut abandonné. Les expériences sur la magnétite et la pyrrhotite grillée furent faites avec le charbon de bois. Quelques-uns des charbons de bois essayés étaient de mauvaise qualité et ne renfermaient que 56 % de carbone ; ce fait et la consommation au sommet du four d'une quantité considérable de charbon, explique la grande quantité de charbon consommé par tonne produite. Une

modification du four qui protégerait du contact de l'air le dessus de la charge et l'emploi de charbon bien carbonisé diminueraient considérablement la consommation de charbon et réduiraient, par conséquent, le coût de la production.

La consommation des électrodes fut de 174^{kg},15 (384 livres anglaises) pour 19 348 kilogrammes (42 711 livres anglaises) de fonte produite, la même électrode ayant été en service pendant 13 jours.

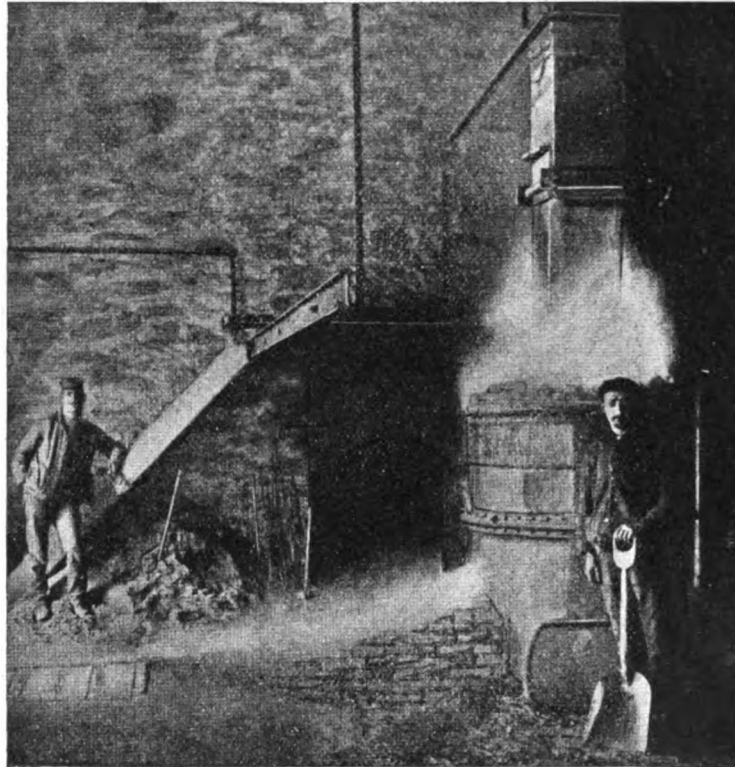


Fig. 3. — Four électrique de Sault-Sainte-Marie. Vue prise après une coulée.

La consommation d'électrodes par tonne anglaise (2 000 livres) de métal produit fut de

$$\frac{384 \times 2000}{42711} = 17,98 \text{ livres anglaises,}$$

soit, en mesures françaises: $\frac{174,15 \times 1000}{19348} = 9 \text{ kgs.}$

pour une tonne de 1 000 kilogrammes de métal produit.

La consommation d'électrodes se trouve être plus élevée pour la fonte blanche que pour la fonte grise.

Le facteur de puissance du four, déterminé par M. Ch. Darrall, de la « Canadian Westinghouse Co », était de 0,919. Ce haut facteur de puissance tient à la construction spéciale du four qui empêche les lignes magnétiques de force de se fermer.

Pour approprier ce four d'expériences à une marche industrielle, les modifications suivantes seraient nécessaires⁽¹⁾:

⁽¹⁾ Les dimensions pourront être augmentées; il ne semble pas cependant pratique de dépasser 1 500 chevaux.

1° La partie supérieure du four serait modifiée pour permettre d'adapter les moyens mécaniques de chargement ;

2° On pourra prendre des dispositifs permettant d'utiliser l'oxyde de carbone produit par la réduction de la charge ; il faudra également protéger le charbon de charge contre la combustion au sommet du four.

Il semble que ces perfectionnements permettraient la production de 12 tonnes de fonte par 1 000 chevaux et par jour, avec un prix de revient de 53 francs par tonne.

En résumé, les expériences de MM. Haanel et Héroult ont établi :

1° Que la magnétite pourrait être réduite aussi bien que l'hématite par les procédés électro-thermiques ;

2° Que les minerais très sulfureux ne contenant pas de manganèse peuvent être réduits en fonte ne contenant qu'un léger pourcentage de soufre ;

3° Que la quantité de silicium peut être modifiée suivant le type de fonte que l'on veut obtenir ;

4° Que le charbon de bois peut être facilement utilisé comme agent réducteur sans être mis en briquettes avec le minerai ;

5° Qu'on peut produire directement un ferro-nickel pratiquement libre de soufre et de bonne qualité en partant de la pyrrhotite grillée ;

6° Des expériences faites avec un minerai de fer titanifère contenant 17,82 % d'acide titanique on peut conclure que les minerais titanifères contenant peut-être jusqu'à 5 % d'acide titanique peuvent être traités avec succès par les procédés électriques.

OLIVER ALLEN.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la possibilité d'une force électromotrice produite par l'accélération centrifuge. — E.-F. Nichols. — *Physikalische Zeitschrift*, 15 septembre 1906.

La théorie des électrons indique trois phénomènes d'après lesquels la conduction de l'électricité dans les métaux peut avoir lieu : en premier lieu les charges négatives peuvent être mobiles et les charges positives fixes ; en second lieu, les charges positives peuvent être mobiles et les charges négatives fixes, et en troisième lieu, les deux charges peuvent être toutes deux mobiles, également ou inégalement, et participer à la conduction.

Si l'on admet que les charges positives et négatives à l'état libre dans un métal possèdent l'inertie qu'elles présentent dans la décharge dans les gaz, et qu'en outre la conductibilité d'un métal quelconque est une mesure de la mobilité des ions et du nombre des charges libres par

unité de volume, on pourrait s'attendre à ce que la répartition des charges libres dans un corps métallique soit influencée par des accélérations mécaniques ainsi que par des forces purement électromotrices.

L'hypothèse que la valeur du rapport e/m trouvée dans les gaz est aussi la même pour les charges positives et négatives dans un métal, est confirmée par l'observation que, quand de telles charges sortent d'un métal pour pénétrer dans un gaz, aussi bien sous l'effet d'une force électromotrice que sous l'effet de rayons-canal ou cathodiques, de la chaleur, de la radiation ultraviolette, des rayons Röntgen ou de phénomènes radioactifs, ces rapports ont toujours été trouvés du même ordre de grandeur que dans les gaz ionisés.

Quand on considère un disque métallique animé d'une rotation rapide, la différence de potentiel que l'on doit s'attendre à voir apparaître entre le centre et le bord peut être facilement évaluée si

...

l'on suppose que ou bien l'ion positif ou bien l'ion négatif est fixe, et l'autre mobile. En appelant r le rayon, ω la vitesse angulaire du disque, m la masse de l'ion libre, l'expression $m r^2 \omega^2 / 2$ représente le travail mécanique exercé contre les forces centrifuges pour le déplacement de l'ion de la périphérie vers le centre du disque. En appelant V la différence de potentiel centrifuge supposée entre le centre et le bord, et e la charge de l'ion, on a :

$$V = \left(\frac{m}{e} \right) \frac{r^2 \omega^2}{2}.$$

Si l'on adopte pour la valeur du rapport e/m le chiffre de 10^{-7} pour l'ion négatif et de 10^{-5} pour l'ion positif, si, en outre, $r = 10$ centimètres et n , nombre de tours par seconde, est égal à 100, V a pour valeur 10^{-8} volt environ pour l'ion négatif et 10^{-3} volt pour l'ion positif.

Dans l'expérience faite par l'auteur, un disque d'aluminium de 21 centimètres de diamètre et 4 millimètres d'épaisseur était calé sur l'arbre d'une turbine à air et animé d'une grande vitesse de rotation. Quatre balais de contact 1, 2, 3, 4 en fil d'aluminium frottaient sur le disque le long d'un diamètre (fig. 1). Pour exclure toute

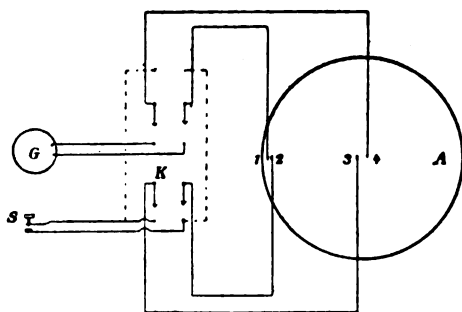


Fig. 1.

différence de potentiel entre le centre et la périphérie pouvant provenir de la rotation du disque sur le champ magnétique terrestre, on avait disposé le plan du disque dans le méridien magnétique et on avait placé les contacts sur une ligne perpendiculaire à la direction de la force magnétique totale.

Le commutateur K permettait de fermer l'une ou l'autre paire de contacts 1, 4 ou 2, 3 sur le galvanomètre G , et de mettre l'autre paire en court-circuit, quand on le désirait, au moyen de la clé S . A chaque instant, la résistance dans les deux circuits pouvait être mesurée au moyen

d'une jonction non figurée, par laquelle l'un ou l'autre était introduit dans une branche d'un pont de Wheatstone. Dans cette mesure de résistance, la différence de potentiel introduite dans le pont n'était jamais supérieure à 10^{-6} volt, f. é. m. comparable à celle étudiée. Les résistances étaient mesurées quand le disque était immobile et quand il tournait à grande vitesse. Les résistances étaient comprises entre 0,5 et 2 ohms avec le disque immobile et entre 5 et 15 ohms avec le disque tournant à grande vitesse. L'augmentation de résistance provenait de vibrations.

Le galvanomètre G était un Thomson à quatre bobines : il avait été construit spécialement pour l'essai et muni de cinq cylindres en fer doux. Sa résistance était de 1,4 ohm et sa période totale était de 3 secondes : sa sensibilité était comprise entre 2 et 3×10^{-10} ampère par division. Avant de faire les observations, on mettait le disque en mouvement, et on l'amenait peu à peu à sa vitesse normale (100 tours par seconde ou plus). Les résistances des deux circuits des contacts étaient mesurées, et l'un des circuits était fermé sur le galvanomètre pendant que l'autre était court-circuité par la clé. On observait l'action que produisait, sur la déviation du galvanomètre, la fermeture momentanée de la clé S . Tout courant dû à un potentiel centrifuge devait être ainsi court-circuité et il devait se produire une variation de la déviation.

Cette méthode fut choisie pour éviter autant que possible les perturbations thermo-électriques provoquées par le frottement des balais sur le disque.

Dans un appareil comme le précédent, la différence de température entre le centre et le bord du disque, due au frottement de l'air, est très faible, et l'échauffement de toute la périphérie du disque par le frottement des balais peut atteindre à peine un centième de l'échauffement produit aux balais eux-mêmes. Le siège principal des forces thermo-électriques serait donc entre les balais extérieurs et le disque. Quand les contacts 1 et 4 sont fermés sur le galvanomètre, le courant thermo-électrique ne doit donc pas être influencé par la fermeture de la clé S et la mise en court-circuit des contacts 2 et 3. En outre la résistance du disque est si faible, et la résistance de contact 2 et 3 est si grande en comparaison, que la résistance totale dans le cir-

cuit du galvanomètre n'est pas sensiblement altérée par la fermeture de la clé S.

La seule force électromotrice thermique dont le courant aurait pu être en partie rompu par la fermeture du circuit dérivé serait la f. é. m. de Thomson dans le disque lui-même, qui dépend de la différence de température entre le centre et la périphérie du disque. C'est pour réduire cette action que l'on a choisi une plaque d'aluminium.

Pendant la rotation du disque, le galvanomètre était toujours sensiblement dévié de sa position de zéro : cette déviation atteignait souvent 500 divisions, et quelquefois plus : elle variait continuellement, à cause de la force électromotrice et de la résistance de contact. Comme résultat d'un grand nombre d'observations, on ne put obtenir aucune variation permanente supérieure à 15 divisions (la plus petite variation que l'on aurait pu déceler avec certitude) lorsque l'on abaissait la clé.

Si l'on considère l'ion positif comme libre et l'ion négatif comme immobile, et si l'on envisage le cas le plus défavorable en supposant que la masse de l'ion négatif dans l'aluminium n'est pas plus grande que celle d'un atome d'hydrogène, — ce qui donnerait un potentiel centrifuge de 10^{-5} volt, la fermeture de la clé devrait, dans les conditions de l'expérience, produire une variation de la déviation du galvanomètre de l'ordre de grandeur de 1 000 divisions.

Si donc les hypothèses sur lesquelles repose cette expérience sont exactes, le résultat montre que les ions positifs ne sont pas les supports principaux du courant électrique dans l'aluminium.

L'appareil, sous sa forme actuelle, n'est ni assez sensible, ni assez stable pour permettre la détermination d'un potentiel centrifuge de 10^{-8} volt, auquel conduit l'hypothèse d'ions négatifs libres et d'ions positifs fixes. Un nouveau dispositif, permettant des vitesses de rotation plus élevées, est actuellement en construction.

B. L.

Sur les produits de décomposition du radium contenus dans l'atmosphère. — H. Mache et T. Rimmer. — *Physikalische Zeitschrift*, 15 septembre 1906.

Les auteurs se sont proposés de déterminer directement et quantitativement la teneur de l'atmosphère en émanation et en induction radioactive.

Pour la détermination de la teneur en émanation, la méthode employée était la suivante. Un récipient cylindrique en zinc contenant 70 litres environ, porte à sa partie inférieure, dans une chambre munie de fenêtres, un électroscope à lecture directe sur le support des feuilles duquel est disposée comme électrode un fil courbé allant presque jusqu'au fond du récipient. Un dispositif actionné de l'extérieur permet de charger l'électroscope. Le récipient étant rempli d'air à étudier (air de cave, dans les expériences des auteurs) et fermé, on mesure d'abord le courant de saturation, puis on chasse l'air dans une bouteille contenant dix litres de pétrole, que l'on a primitivement amené, par des pompes successifs dans l'air libre, en équilibre avec la teneur en émanation de l'air. Au bout de 20 minutes, on mesure à nouveau le courant de saturation et, avec les résultats de ces deux mesures, on peut déterminer la teneur en émanation de l'air étudié par rapport à l'air libre. Soit V le volume d'air contenu dans le récipient, v le volume du pétrole, α le coefficient d'absorption du pétrole pour l'émanation du radium à la température considérée, ε la teneur en émanation de l'air libre et e la teneur en émanation de l'air dans le récipient après pompage ; la teneur en émanation E de l'air étudié est donnée par la formule :

$$E = \varepsilon + \frac{(\alpha v + V)(E - e)}{\alpha v}$$

En effet, avant le pompage dans la chambre de mesure, il existe une quantité VE d'émanation ; dans le pétrole, il existe la quantité $\alpha v \varepsilon$: après pompage, il existe les quantités Ve et $\alpha v e$. La teneur totale en émanation restant constante, on a l'équation :

$$VE + \alpha v \varepsilon = Ve + \alpha v e,$$

de laquelle on tire la relation indiquée. E et e sont proportionnels aux deux valeurs du courant de saturation obtenu avant et après pompage. Pour les mesures effectuées par les auteurs, ε pouvait être négligé.

Avec cette méthode, pour de l'air pris dans une cave située à l'intérieur de Vienne, les auteurs ont trouvé, dans une série d'observations de 14 jours, les valeurs indiquées dans la troisième colonne du tableau I pour la teneur en émanation d'un mètre cube d'air de cave, exprimée en unités électrostatiques. La première et la

deuxième colonnes indiquent directement les valeurs de la chute de potentiel observée à l'électroscope avant et après pompage, exprimée en volts par minute; l'avant-dernière colonne indique la pression barométrique, et la dernière la charge d'ions par mètre cube mesurée au moyen d'un aspirateur d'Ebert.

TABLEAU I

VOLTS/MINUTE		TENEUR EN ÉMANATION par mètre cube.	PRESSION BAROMÉTRIQUE	CHARGE D'IONS par mètre cube.
AVANT POMPAGE	APRÈS POMPAGE			
2,50	1,49	$2,34 \times 10^{-2}$	752,4	0,41
2,93	1,54	3,22 —	52,5	»
3,94	1,72	5,15 —	49,5	»
4,20	1,82	5,51 —	47,3	0,53
3,31	1,70	3,74 —	49,3	0,57
3,36	1,29	4,82 —	42,5	0,44
2,96	1,29	3,90 —	33,0	0,55
5,14	1,94	7,45 —	30,2	0,46
2,01	1,27	1,71 —	40,9	0,55
2,03	1,20	1,92 —	47,0	0,43
2,87	0,87	1,64 —	39,0	0,59
2,83	0,84	4,62 —	42,0	0,53
1,91	0,42	3,47 —	43,4	0,34

Comme l'on voit, la teneur en émanation est l'image de la pression barométrique, comme cela a déjà été signalé par Zölss pour l'air des cavernes d'après des observations sur la dispersion. Il est remarquable que cette variation ne soit pas indiquée par les résultats de mesures faites avec l'aspirateur d'Ebert. Cela provient sans doute de ce que le nombre d'ions est proportionnel, conformément à l'équation connue $q - \alpha n^2 = 0$, à la racine carrée de la teneur en émanation et que, par suite, l'amplitude de la variation de teneur en ions est beaucoup diminuée par rapport à celle de la teneur en émanation. En outre, les ions de faible mobilité qui, comme l'a indiqué Knoll, sont abondants dans l'air de cave, ne pénètrent pas dans l'aspirateur et masquent la loi cherchée.

L'existence de tels ions est aussi mise en évidence par le fait que les valeurs obtenues pour le nombre d'ions ne concordent pas avec l'intensité des ionisateurs agissants, ainsi qu'on le verra plus loin. La constante de recombinaison α fut mesurée dans l'air de cave d'après la méthode indiquée par Schuster et s'élevant à $4,6 \cdot 10^{-6}$

environ. A l'air libre, cette grandeur avait des valeurs différant peu de $2,1 \cdot 10^{-6}$.

Si l'on fait abstraction de l'action d'ionisation des autres produits de décomposition de l'émanation du radium, de la radiation de Becquerel émanant des parois et du fond de la cave et de la radiation de produits du radiothorium éventuellement présents, c'est-à-dire si l'on n'attribue qu'à la présence d'émanation de radium, l'ionisation de l'air de la cave, celle-ci devrait être toujours beaucoup plus grande que la valeur observée. Pour une teneur moyenne en émanation de $4,04 \cdot 10^{-2}$ unités électrostatiques, la charge par mètre cube observée pour les ions d'un signe s'est élevée en moyenne à 0,49 unités électrostatiques. Si l'on calcule au contraire cette charge d'ions d'après la teneur en émanation en introduisant la valeur trouvée dans l'air de cave pour la constante de recombinaison α , on obtient le chiffre de 1,74 unités électrostatiques. D'ailleurs l'absorption des ions peut aussi réduire le nombre des ions existant réellement.

La teneur de l'atmosphère en inductions radioactives fut ensuite mesurée au moyen d'une méthode directe quantitative, et d'une méthode indirecte. L'appareil employé pour la mesure directe était un aspirateur d'Ebert de très grandes dimensions. La longueur du tube était d'un mètre; sa largeur était de 16 centimètres. L'air était chassé dans ce tube au moyen d'un ventilateur électrique avec une vitesse atteignant 2 mètres par seconde; la constance de cette vitesse était vérifiée au moyen d'un petit anémomètre et obtenue au moyen de résistances de réglage. Sur le support des feuilles de l'électroscope qui, pour abrégier la durée de la mesure, était muni d'un microscope, était placée une pointe qui, comme dans l'appareil d'Ebert, portait une baguette d'environ 3 décimètres de longueur placée dans l'axe du tube. Quand l'électroscope et la baguette étaient chargés à — 200 volts environ, les inductions positivement chargées contenues dans l'air aspiré étaient attirées sur la baguette par l'action du champ car, d'après les mesures de Gerdien, la vitesse des supports de l'induction dans l'atmosphère atteint 1 à 10 centimètres par seconde pour un champ de un volt par centimètre.

Les mesures étaient effectuées de la façon suivante : le tube était d'abord fermé à ses deux extrémités par des calottes, et le courant de saturation était mesuré dans l'espace ainsi formé.

Ensuite, on aspirait pendant $1/2$ heure environ et, après avoir remis les calottes de fermeture, on déterminait à nouveau le courant de saturation. De la différence des deux valeurs, on déduisait, d'après la capacité, l'action ionisante des inductions contenues dans l'air par mètre cube, et l'on obtenait ainsi une mesure de la teneur de l'atmosphère. L'action ionisante des inductions contenues dans un mètre cube d'air fut ainsi trouvée égale à environ 10^{-5} unités électrostatiques. Ce chiffre est sensiblement inférieur à celui auquel on pouvait s'attendre d'après les mesures de la teneur en émanation de l'atmosphère.

Dans les méthodes indiquées, ce sont principalement les rayons α dont l'action ionisante détermine les résultats constatés : on a fait d'autres mesures dans lesquelles il s'agit principalement des rayons γ des inductions suspendues dans l'air (radium C).

Mac Lennan et Burton, puis Wood et Campbell ont indiqué que l'ionisation dans les espaces fermés ne dépend pas seulement des propriétés radioactives des parois des récipients, mais aussi en partie d'un agent actif existant à l'extérieur du récipient. En outre, on a montré que cette radiation extérieure possède un pouvoir de pénétration extrêmement élevé, comme les rayons α des produits radioactifs, et qu'elle présente une période quotidienne concordant avec la chute de potentiel. Tout cela est facilement compréhensible si l'on considère comme source de cette radiation les inductions suspendues dans l'air et déposées sur le sol, parmi lesquelles avant tout le troisième produit de décomposition du radium, le radium C, entre en ligne de compte. L'exactitude de cette façon de voir est mise en évidence par l'essai suivant :

Dans un cylindre hermétique de 80 centimètres de diamètre, constitué par des feuilles de zinc de la plus faible épaisseur existant dans le commerce, était placé un électroscope à microscope pouvant être chargé de l'extérieur. Une pointe fixée dans le support des feuilles et courbée à angle droit portait comme électrode à son extrémité un petit tube métallique placé à peu près dans l'axe du cylindre. Quand le cylindre était à l'air libre, le courant de saturation présentait une valeur fortement variable, dépendant de la période de la journée et des conditions météorologiques.

On observe la même périodicité qu'avaient signalée Wood et Campbell : la radiation est plus intense le matin et le soir qu'à midi. A l'appui de ce qui a été dit ci-dessus sur l'origine de cette radiation, la période indique que, au moment du maximum de la chute de potentiel, le courant des inductions radioactives par rapport à la terre atteint sa valeur maxima. A ces moments, la densité superficielle des inductions réparties partout sur la surface du sol et en particulier aux points exposés est maxima, et, par suite, la radiation pénétrant dans l'appareil placé à proximité du sol atteint sa plus grande intensité.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Le court-circuit brusque des alternateurs (suite) (1). — F. Punga. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 6 septembre 1906.

Comme cela a été déjà dit, on ne peut pas admettre que les équations établies sont valables aussi pour le début du temps de court-circuit. Il faut considérer que le courant du stator a besoin d'un quart de période, presque exactement comme s'il croissait à partir de zéro, pour atteindre sa valeur donnée par la f. é. m. Mais, pendant cet intervalle de temps, le flux est fortement diminué, et l'on peut trouver de la façon suivante la valeur de cette diminution :

Dans ce temps très court, la résistance ohmique de l'inducteur ne peut pas intervenir. Pour ce cas, on a vu au début que les lignes de force dont est affaibli le flux principal réapparaissent simplement comme self-induction dans le circuit inducteur. Cette self-induction provenant en majeure partie des lignes de force de dispersion des pôles, cela veut dire simplement que les lignes de force changent brusquement de chemin et, au lieu de traverser l'entrefer pour pénétrer dans l'induit, préfèrent passer par le chemin plus long compris entre les cornes polaires et les surfaces latérales des pôles voisins. Donc la diminution du flux principal est égale à l'augmentation des lignes de dispersion des inducteurs proportionnelle à l'augmentation du courant inducteur.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 6 octobre 1906, page 22.

Sans entrer dans un calcul exact, il suffit de dire que le flux principal tombe à environ $M_i/(M_f + M_i)$ de sa valeur initiale pendant la courte durée d'un quart de période, et que le courant inducteur croît de :

$$i = \frac{M_i}{M_f + M_i} \cdot \frac{F}{z}$$

En même temps, c'est là la valeur maxima du courant inducteur qui tombe peu à peu à zéro d'après l'équation $i = Ce^{-wt}$.

La valeur de (F_o/M_o) est en général 8 à 20 fois plus grande que la valeur de (F/M_i) : on ne commet donc qu'une faible erreur en supprimant ce terme au numérateur et au dénominateur de l'équation précédemment établie pour w :

$$w = - \frac{\left(\frac{F}{M_i} + \frac{F_o}{M_o}\right) R}{\left(\frac{F}{M_i} + \frac{F_o}{M_o}\right) L + z^2 10^{-8}}$$

on obtient alors l'équation simplifiée suivante :

$$w = - \frac{R}{L + \frac{M_i z^2 10^{-8}}{F}}$$

Si L représente la self-induction du circuit inducteur par rapport aux lignes de force de dispersion des pôles inducteurs, on peut désigner $M_i z^2 10^{-8}/F = L'$ comme la self-induction du circuit inducteur par rapport aux lignes de force passant encore dans l'induit au moment du court-circuit.

Si l'on compte le temps à partir du point où le courant d'excitation a atteint sa valeur maxima, c'est-à-dire, d'après ce qui précède, un quart de période après le court-circuit, on a :

$$\begin{aligned} i &= \frac{M_o}{M_f + M_i} \cdot \frac{F}{z} \cdot e^{-\frac{R}{L+L'} t} \\ &= \frac{z M_o}{L + L'} 10^{-8} e^{-\frac{R}{L+L'} t} \end{aligned}$$

Sous cette forme très simple, on peut voir facilement l'influence des différents facteurs. $L + L'$ est évidemment la self-induction totale de l'enroulement inducteur au court-circuit. La fonction $e^{-\frac{R}{L+L'} t}$ exprime la loi connue suivant laquelle le courant diminue dans un circuit contenant de la self-induction et de la résistance ohmique. La plus grande augmentation du courant d'excitation $z M_o 10^{-8}/(L + L')$ a la signification

suivante : pour un courant d'excitation de 1 ampère, il y a, au court-circuit $(L + L') 10^8/z$ lignes de force pour z tours excitateurs d'une bobine.

Avant le court-circuit, il y avait M_o lignes de force utiles et M_o lignes de force de dispersion. Le terme $[i_{\max}(L + L')/z]$ lignes de force $= M_o$ signifie que le courant d'excitation augmente d'une valeur i telle qu'elle produit autant de lignes de force au court-circuit normal qu'il existait précédemment de lignes de force utiles (1).

Le plus grand courant d'excitation

$$(i'_{\max} = i'_o + i_{\max})$$

a donc une valeur telle que, au court-circuit, il produit autant de lignes de force qu'en produit à pleine charge le courant normal d'excitation.

Le plus grand courant du stator est

$$M_o/(M_f + M_i)$$

fois plus grand que le courant de pleine charge et diminue encore le courant d'excitation, suivant la fonction $e^{-\frac{R}{L+L'} t}$.

Le flux M diminue dans le premier quart de période à $[M_i/(M_f + M_i)] M_o$, puis tombe asymptotiquement jusqu'à zéro environ (exactement M_o).

L'allure du courant d'excitation et du flux lors du court-circuit brusque est indiquée par la figure 1.

De ces courbes tout à fait générales, on peut tirer une conclusion sur les forces électromotrices produites par (dM/dt) dans l'enroulement induit. On voit que (dM/dt) n'a une grande valeur que pendant le premier quart de période, et que la f. é. m. produite dans l'enroulement induit par (dM/dt) n'intervient que pendant cet intervalle de temps.

On a vu au début qu'il existe un freinage proportionnel à $M(dM/dt)$ exercé par les courants induits que produit (dM/dt) . Ce freinage n'est que pendant le premier quart de période du même ordre de grandeur que le couple normal, puis tombe à une faible valeur. Une diminution

(1) En d'autres mots : les lignes de force embrassées par les tours inducteurs n'ont pas varié dans le premier quart de période. L'énergie magnétique du circuit inducteur n'étant que relativement très peu dissipée dans un quart de période, on aurait pu partir directement de cette loi. Inversement elle prouve l'exactitude des hypothèses précédentes. Pour les masses polaires massives et les pôles massifs, il faut tenir compte en outre, en particulier, des courants de Foucault dans le fer. A cause de ceux-ci, le courant inducteur réel a une valeur inférieure à la valeur calculée.

sensible de la vitesse de rotation ne peut donc être produite, en aucun cas, par ce couple⁽¹⁾.

Beaucoup plus important est, par contre, le choc produit lorsqu'il existe de la résistance ohmique dans l'enroulement induit. Dans l'équation fondamentale déjà établie, le facteur qui représente l'influence du courant produit dans l'induit par (dM/dt) n'a qu'une faible importance.

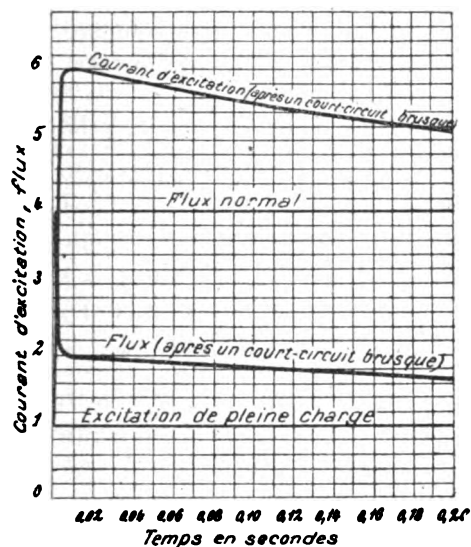


Fig. 1.

Alors que, précédemment, M_i représentait le flux nécessaire, pour un courant de court-circuit égal au courant de pleine charge, pour surmonter la self-induction de l'induit, on introduit M_s au lieu de M_i pour le nouveau cas où, au court-circuit, le circuit contient une self-induction et une résistance ohmique : on peut ainsi utiliser encore les formules simples du courant d'excitation.

Le plus grand freinage se manifeste un quart de période après le court-circuit et il est

$$\frac{M_o}{M_f + M_s} \cdot \frac{M_s}{M_f + M_s} \sin \beta$$

fois plus grand que le couple normal. Ce couple

(¹) En mesurant les valeurs instantanées du courant dans l'induit, on peut parfois reconnaître l'influence des courants produits par (dM/dt) . Si, en effet, au moment du court-circuit une bobine est placée exactement en face d'un pôle, le courant produit par la variation de flux est maximum. On observe alors que, dans cette phase, la première amplitude a une valeur anormalement élevée, tandis que les deux autres phases présentent une diminution régulière des ondes individuelles.

peut, dans des cas défavorables, avoir une valeur égale à deux ou trois fois celle du couple normal, et, par suite, produire un choc important sur la partie tournante.

Les têtes de bobines sont soumises à une force très considérable, comme on l'a déjà indiqué. Si, à pleine charge, une force de h kilogrammes est exercée sur une bobine, cette force s'élève, par suite du court-circuit brusque, à

$$\left(\frac{M_o}{M_s + M_f} \right)^2 h \text{ kgr.}$$

Les principaux phénomènes qui se manifestent au moment d'un court-circuit brusque sont donc, d'après ce qui précède, les suivants :

- 1° Augmentation brusque du courant d'excitation ;
- 2° Augmentation brusque du courant du stator à une valeur multiple de celle du courant normal de court-circuit ;
- 3° Surcharge de l'excitatrice produite par l'augmentation du courant d'excitation ;
- 4° Efforts considérables sur les têtes de bobines, produits par le courant induit intense ;
- 5° Efforts considérables sur l'inducteur tournant, lorsque le circuit de court-circuit présente de la résistance ohmique.

(A suivre.)

B. L.

Prédétermination de la longueur des conducteurs de l'induit. — I.-M. Winetraub. — *Electrical World*, 25 août 1906.

Pour déterminer la chute de tension et les pertes dans le cuivre de l'induit d'une génératrice ou d'un moteur, il est nécessaire de trouver la résistance totale des conducteurs induits.

S.-S. Thompson a donné l'expression suivante pour la résistance totale des conducteurs induits considérés tous en série et sans tenir compte de leur groupement.

$$r = 2,1 \left[0,000008 (1 + 0,004 (t - 15)) \right] \frac{l}{s}$$

en appelant l la longueur totale des conducteurs induits en centimètres et s la section droite des conducteurs en centimètres carrés. Il y a lieu de noter toutefois, que l n'est pas réellement prédéterminé pour une machine en cours de projet, et cela est surtout vrai quand le pas ou l'espacement de l'enroulement s'étend sur une portion considérable de l'induit.

Soit X la longueur réelle de la portion de conducteur comprise entre l'extrémité du noyau de l'induit et le point du collecteur auquel est soudé le conducteur. La valeur de X varie, évidemment, avec le pas d'enroulement, le diamètre du collecteur, le diamètre de l'induit, et avec la distance du collecteur à l'induit.

Dans ce qui suit, l'auteur donne une méthode permettant d'obtenir la valeur de X .

Soit l la longueur de tous les conducteurs en série, n le nombre d'encoches de l'induit, N le nombre de conducteurs par encoche et $L = l/nN$ la longueur d'un conducteur. On a $l = LnN$.

La valeur de L est donnée par l'équation

$$L = a + b + x,$$

en appelant a la longueur du conducteur d'une extrémité du noyau de l'induit à l'autre extrémité; b la demi-longueur de la corde sous-tendant l'arc du pas de l'induit en arrière de l'induit (que l'on peut obtenir exactement par une autre méthode), et x la longueur du conducteur depuis l'encoche jusqu'au point du collecteur où le conducteur est soudé.

Soit un induit représenté par les figures 1 et 2,

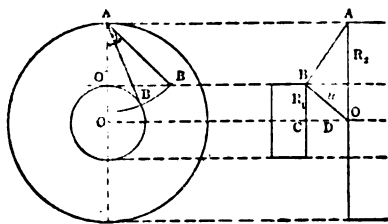


Fig. 1 et 2.

où le cercle extérieur passant sur les queues soudées du collecteur a pour rayon R , et le cercle intérieur de rayon R_2 , passe par le centre des encoches de l'induit. AB représente la valeur apparente de la portion X . Si la ligne AB tourne sur la figure 1 dans le plan vertical, l'angle θ fait par la vraie longueur X avec le rayon de l'induit OA peut être porté à part et mesuré graphiquement.

On peut tracer un triangle rectangle, avec le rayon R_1 du collecteur comme base, la distance D comprise entre l'extrémité du collecteur au bord du noyau induit sur l'axe de l'arbre comme hauteur, et n comme hypoténuse. On a

$$u = \sqrt{R_1^2 + D^2},$$

u étant la distance actuelle du joint du collecteur au centre du bord du noyau induit.

On peut imaginer un autre triangle, ayant un côté égal au rayon du noyau induit, un autre côté égal à u et le troisième côté égal à la longueur cherchée X .

Dans ce nouveau triangle, figure 3 (voir aussi figure 2), on a la valeur $u = \sqrt{R_1^2 + D^2}$; R_2 est connu et θ est l'angle réel fait par la vraie longueur avec le rayon du noyau induit, et



Fig. 3.

mesuré graphiquement.

Pour obtenir X , on se sert des relations :

$$\frac{u}{\sin \theta} = \frac{X}{\sin \beta} = \frac{R_2}{\sin \alpha}$$

d'où l'on tire la valeur :

$$X = R_2 \sin \beta / \sin \alpha.$$

mais on a $\sin \beta = \sin(\alpha + \theta)$. Donc il vient :

$$X = R_2 \sin(\alpha + \theta) / \sin \alpha$$

$$X = R_2 (\cos \theta + \sin \theta \cotg \alpha).$$

On peut calculer $\cotg \alpha$ de la façon suivante :

$$\sin \alpha = R_2 \sin \theta / u$$

$$\cotg \alpha = \sqrt{\frac{1}{\sin^2 \alpha} - 1}$$

$$\cotg \alpha = \frac{\sqrt{u^2 - R_2^2 \sin^2 \theta}}{R_2 \sin \theta}.$$

On obtient alors pour X la valeur :

$$X = R_2 \cos \theta + \sqrt{u^2 - R_2^2 \sin^2 \theta}$$

$$X = R_2 \cos \theta + \sqrt{R_1^2 + D^2 - R_2^2 \sin^2 \theta}.$$

Toutes les quantités figurant dans la valeur de X sont connues. On a pour l la valeur suivante :

$$l = LnN = (a + b + x)nN,$$

et pour r , résistance totale des conducteurs induits considérés tous en série et indépendamment de leurs groupements

$$r = 2,1 \left[0,000008 (1 + 0,004 (t - 15)) \right] \frac{(a + b + x)nN}{s}.$$

s

R. R.

Le développement des moteurs monophasés.

— L. J. Pumphrey. — *Electrical Review*, 10 août 1906.

L'auteur passe en revue les différents moteurs

monophasés récemment établis pour les applications à poste fixe. Après avoir rappelé que le moteur d'induction monophasé ne peut pas démarrer seul, il mentionne le mode de démarrage employé par Heyland : le stator du moteur est muni de deux enroulements, un enroulement principal et un enroulement de démarrage présentant une inductance élevée qui produit un décalage suffisant pour qu'un champ tournant prenne naissance. Ensuite il énumère différents types de moteurs mixtes résultant de la combinaison du moteur à répulsion et du moteur d'induction. Tel est le moteur Lahmeyer (brevets Schüller) qui présente pendant toute la période de démarrage un couple élevé que l'on peut régler graduellement. Le stator est formé de tôles et son enroulement, étant seul relié au réseau, peut être bobiné pour des tensions élevées : le rotor est un induit ordinaire connecté à un collecteur d'une part et à des bagues d'autre part. Un rhéostat triphasé ordinaire est relié aux bagues de contact et est coupé au démarrage. Les balais frottant sur le collecteur sont court-circuités par une résistance de valeur variable, et le moteur démarre comme moteur à répulsion. Quand la vitesse augmente, le rotor est graduellement court-circuité du côté des bagues, et le moteur prend la charge jusqu'à ce qu'il ait atteint sa pleine vitesse : à ce moment, il fonctionne comme moteur d'induction. Le sens de rotation dépend de la position relative du champ et des balais frottant sur le collecteur : pour inverser le sens de rotation, on se sert, sur le stator, de deux enroulements auxiliaires qui modifient d'environ 30° la direction du flux magnétique. En traçant la courbe du couple dû au fonctionnement du moteur comme machine d'induction et la courbe du couple dû au fonctionnement comme moteur à répulsion, et en combinant ces deux courbes, on obtient la courbe résultante du couple du moteur en fonction de la vitesse de rotation.

Un autre moteur, établi par Crompton et C^o est établi sur un principe tout à fait analogue. L'enroulement rotorique est connecté à un certain nombre de bagues de contact, que traversent des barres de cuivre isolées. Des balais en charbon sont disposés de façon à ce que deux ou plusieurs de ces barres soient toujours en circuit. Le fonctionnement de la machine est le même que s'il y avait un collecteur dans le groupe de bagues,

et le couple de répulsion obtenu au démarrage est peu à peu converti en couple d'induction quand la vitesse augmente. Ces machines sont tout à fait aptes à la commande d'ascenseurs ou d'appareils similaires.

Un moteur intéressant à répulsion et d'induction est construit par Marples Leach et C^o. Le seul appareil nécessaire pour faire démarrer le moteur est un interrupteur bipolaire à couteaux, sans aucun condensateur auxiliaire, ni transformateur, ni bobine de déphasage. L'induit est muni d'un collecteur et, quand la vitesse augmente, les courants induits agissent sur un court-circuit produit par l'intermédiaire de balais en charbon placés par rapport au champ dans une position qui dépend du sens de rotation et de la valeur du couple de démarrage. Un régulateur à force centrifuge placé à l'intérieur du collecteur court-circuite toutes les lames de ce dernier par une bague de conductibilité élevée lorsque la vitesse atteint une certaine valeur : en même temps, les balais qui appuient sur le collecteur sont relevés, et le moteur fonctionne uniquement comme machine d'induction. Ce système est d'une construction simple, et est entièrement protégé, les poids du régulateur étant placés à l'extérieur de l'induit. Le régulateur est absolument automatique et, lorsque le moteur s'arrête, le dispositif revient à sa position initiale. Ces moteurs peuvent être démarrés à distance par la simple fermeture du circuit primaire ou secondaire et sont tout à fait appropriés à la commande de pompes, de compresseurs ou d'autres machines analogues disposées pour être actionnées par un flotteur ou un régulateur de pression. Relié directement à la ligne, un moteur de ce type développe au démarrage un couple égal à 2,5 fois le couple de pleine charge en absorbant un courant égal à 2,5 fois le courant normal de pleine charge : au moment où le moteur a atteint une vitesse égale au quart de la vitesse normale, le couple atteint une valeur égale à cinq fois le couple à pleine charge, et le courant a une intensité double de l'intensité de courant normale. Le couple et le courant peuvent être réduits par un déplacement de la position relative des balais du champ.

R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur les pertes d'énergie dans le diélectrique des câbles parcourus par des courants alternatifs à haute tension (suite) (1). — P. Humann. — Elektrische Bahnen, 4 et 14 septembre 1906.

Les câbles étudiés subissaient d'abord une mesure d'isolement et une mesure de capacité, faite avec du courant continu à 120 volts. La mesure d'isolement était faite par la méthode de déviation directe en comparaison avec une résistance en fil de 1 000 000 ohms et après une durée d'électrisation de 1 minute, comme d'ordinaire. La détermination de la capacité était faite par la méthode balistique par comparaison avec des condensateurs étalons de 0,1, 0,2, 0,5 et 1,0 microfarad.

Pour simplifier, les câbles étudiés seront désignés dans la suite par des lettres dont les significations sont les suivantes :

1. M. — Câble à trois conducteurs torsadés. — Trois longueurs de 300 mètres. — Section $3 \times 25 \text{ mm}^2$. — Épaisseur d'isolant entre deux conducteurs ou entre un conducteur et l'enveloppe de plomb $7^{\text{mm}},2$. — Résistance d'isolement 4200 mégohms; capacité 0,086 μ . Les mesures ont été effectuées avec tous les conducteurs vis-à-vis de l'enveloppe.
2. T. — Câble concentrique à deux conducteurs de $2 \times 300 \text{ mm}^2$ de section et 200 mètres de longueur. L'épaisseur de l'isolant entre les deux conducteurs ainsi qu'entre le conducteur extérieur et l'enveloppe était de $2^{\text{mm}},83$. Les mesures des conducteurs seront désignées de la façon suivante :
 T_1 conducteur intérieur vis-à-vis du conducteur extérieur : résistance d'isolement 710 mégohms; capacité 0,134 microfarad.
 T_{II} conducteur extérieur vis-à-vis de l'enveloppe de plomb : résistance d'isolement 1250 mégohms; capacité 0,213 microfarad.
3. S. — Câble simple de 50 mm^2 de section et 95 mètres de longueur; épaisseur de l'isolant 2 mm; résistance d'isolement 7 mégohms; capacité 0,524 microfarad.
4. Rh. — Câble torsadé à quatre conducteurs de 150 mètres de longueur et $4 \times 25 \text{ mm}^2$ de section. Épaisseur d'isolant entre con-

ducteurs et entre conducteurs et plomb 10 mm. Les mesures ont été faites avec tous les conducteurs vis-à-vis de l'enveloppe. Résistance d'isolant 5500 mégohms; capacité 0,0607 microfarad.

5. R_I . — Câble simple de 270 mm^2 de section et 284 mètres de longueur. Épaisseur d'isolant entre l'âme de cuivre et l'enveloppe de plomb 5 mm.; résistance d'isolement 169 mégohms; capacité 0,164 microfarad.
6. R_{II} . — Câble simple de 270 mm^2 de section et 308 mètres de longueur. Épaisseur d'isolant entre cuivre et enveloppe 2 mm.; résistance d'isolement 44 mégohms; capacité 0,358 microfarad.

Les mesures furent faites sur les câbles placés à l'air libre ou enroulés sur des bobines, ou bien enterrés dans le sol. Les résultats des mesures de pertes d'énergie dans le diélectrique sont indiqués par les tableaux suivants, dans lesquels on a ajouté une colonne donnant les valeurs de $\cos \varphi$, obtenues par division des pertes dans les condensateurs W_k par le produit des voltampères dans le câble $J_c E_c$, et une colonne donnant une grandeur E définie par l'équation

$$E = W_k \cdot 10^6 / E_c^2 \cdot v \cdot C.$$

Il a déjà été question au début de la relation existant entre ces grandeurs. La température du câble était comprise entre 15 et 18° dans les différentes séries de mesures.

Les mesures furent faites à différentes fréquences, mesurées au moyen d'appareils Hartmann-Kempff. Comme on l'a indiqué, la mesure conduisait au calcul d'une constante qui, multipliée par l'intensité de courant J_c , donnait la tension E_c au condensateur. Avec l'aide de la valeur moyenne K_m de la constante, on peut ensuite calculer la capacité du câble au moyen de la relation :

$$C = \frac{10^6}{2\pi \cdot v \cdot K_m}.$$

Les câbles étudiés furent répartis en 3 classes d'après la nature de l'imprégnant :

Classe X : câbles M, T, T_I , T_{II} , Rh

Classe Y : câbles R_I et R_{II}

Classe Z : câbles S.

Dans la classe X, la masse imprégnante est composée d'un mélange de résine et d'huile minérale. Dans la classe Y, le mélange contient

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 6 octobre 1906, page 28.

CLASSE X

	I_s	C'	$\cos \varphi$	E	C
M					
$c = 39$	4 200	0,086	0,0225	0,142	0,0795
52	"	"	0,0236	0,148	0,0772
72	"	"	0,0227	0,143	0,0805
95	"	"	0,0234	0,147	0,0779
T					
$c = 39$	450	0,347	0,0210	0,132	0,331
52	"	"	0,0220	0,138	0,322
72	"	"	0,0209	0,131	0,337
95	"	"	0,0200	0,125	0,322
T_I					
$c = 39$	710	0,134	0,229	0,144	0,121
52	"	"	0,234	0,146	0,125
72	"	"	0,247	0,154	0,127
95	"	"	0,240	0,150	0,127
T_{II}					
$c = 39$	1 250	0,213	0,0209	0,131	0,204
52	"	"	0,0219	0,136	0,200
72	"	"	0,0219	0,136	0,210
95	"	"	0,0206	0,129	0,205
Rh					
$c = 39$	5 500	0,0607	0,0231	0,144	0,0565
52	"	"	0,0239	0,149	0,0575
72	"	"	0,0223	0,139	0,0594
95	"	"	0,0235	0,147	0,0587

CLASSE Y

	I_s	C'	$\cos \varphi$	E	C
R_I					
$c = 39$	169	0,164	0,0168	0,1060	0,145
52	"	"	0,0170	0,1060	0,143
72	"	"	0,0197	0,1230	0,146
95	"	"	0,0182	0,1170	0,144
R_{II}					
$c = 39$	44	0,358	0,0164	0,1030	0,326
52	"	"	0,0170	0,1070	0,319
72	"	"	0,0148	0,0923	0,329
95	"	"	0,0211	0,1320	0,316

CLASSE Z

	I_s	C'	$\cos \varphi$	E	C
S					
$c = 39$	7	0,524	0,0646	0,392	0,0470
52	"	"	0,0599	0,353	0,0465
72	"	"	0,0611	0,390	0,0475
95	"	"	0,0463	0,292	0,0472

un peu moins de résine et une huile minérale résultant de la distillation du pétrole à très haute température. Le câble S est imprégné avec une matière vendue dans le commerce sous le nom de « Sideroste ». Dans les tableaux suivants, C désigne la capacité en microfarads mesurée avec du courant alternatif, C' la capacité en microfarads mesurée avec du courant continu, I, la résistance d'isolement au bout de 1 minute d'électrification, exprimée en mégohms.

Un coup d'œil sur les résultats indiqués par les tableaux précédents montre que la constante E pour tous les câbles des classes X et Y reste à peu près invariable quand la tension croît : il n'y a tout au moins que des écarts très faibles. On peut en conclure que les pertes sont bien réellement proportionnelles au carré de la tension.

Le câble S ne se comporte pas de la même façon. Les pertes croissent plus vite que le carré de la tension. Aux hautes tensions, on observait très rapidement un échauffement du câble. Pour l'emploi pratique, cet imprégnant est donc mauvais.

En outre, on observe que les valeurs de la capacité mesurée sur du courant alternatif sont toujours plus petites que les valeurs obtenues avec du courant continu. Ce phénomène est connu. La différence est surtout importante dans le câble S. On ne peut plus obtenir de déviation balistique avec ce câble : chaque mesure donna une valeur différente de la précédente, la déviation étant très lente. Récemment on a proposé d'estimer la valeur d'un câble d'après le rapport des valeurs de la capacité mesurées avec du courant continu et avec du courant alternatif. Ce rapport doit être aussi voisin que possible de l'unité.

Comme on le voit d'après les valeurs relatives aux câbles de la classe X, les constantes E diffèrent très peu l'une de l'autre pour toutes les mesures. On peut en conclure que les pertes sont proportionnelles à la fréquence de la tension alternative. Si l'on détermine pour $\cos \varphi$ et le constante E la valeur moyenne de toutes les expériences, on peut calculer pour chaque câble, imprégné comme ceux de la classe X, la consommation d'énergie pour une fréquence, une tension et une capacité données. Les valeurs moyennes pour la classe X sont $\cos \varphi = 0,0225$ et $E = 0,141$. L'exactitude de la relation, indiquée au début :

$$W = \text{constante} \times E^2 \nu C$$

est donc bien démontrée par ces résultats.

En examinant les valeurs relatives à la classe Y, on voit ainsi que la valeur de E reste constante sauf dans la dernière mesure. En tout cas cet écart important doit être attribué à une variation de température. Comme on le verra plus loin, les pertes d'énergie varient beaucoup avec la température. Les valeurs moyennes de $\cos \varphi$ et E pour les classes Y et Z sont les suivantes :

$$\text{Cl. Y: } \cos \varphi = 0,0171; \quad E = 0,108$$

$$\text{Cl. Z: } \cos \varphi = 0,058; \quad E = 0,376.$$

Si l'on veut estimer, d'après ces résultats, la valeur du câble, on peut dire que les câbles de la classe Y sont les meilleurs, car ils présentent les plus faibles pertes dans le diélectrique. Mais les mesures suivantes faites à différentes températures montrent que l'on doit donner la préférence aux câbles de la classe X.

R. R.

Sur les lignes aériennes à longues portées.
— A.-J. Bowie. — *Electrical World*, 25 août 1905.

Les défauts qui se produisent sur les lignes de transmission proviennent généralement d'avaries d'isolateurs, lorsque les précautions sont convenablement prises pour éviter les troubles dus à d'autres causes. Pour diminuer les chances d'avarie aux isolateurs, on est conduit à employer des isolateurs de plus grandes dimensions, mais les dépenses qui en résultent augmentent très rapidement. Merzhom, dans une étude sur les limites de la puissance que l'on peut transmettre, a indiqué que le prix des isolateurs actuels augmente comme le cube du voltage. Il n'y a peut-être pas une seconde branche de l'art de l'ingénieur où le facteur de sécurité adopté soit aussi faible que sur les lignes de transmission d'énergie électrique et cependant on est certain qu'il s'y produira des surtensions. Pour réduire les dépenses d'isolateurs, on est conduit à employer des portées aussi grandes que possible. Pendant longtemps, on considérait que l'emploi de 25 à 30 poteaux par kilomètre était d'une bonne pratique : actuellement, il y a une tendance à modifier radicalement le mode d'établissement des lignes, et l'on a construit des lignes avec 6 poteaux par kilomètre. Dans ces conditions, on est conduit évidemment à l'emploi de pylones métalliques de grande hauteur. Les isolateurs à haute tension ont des dimensions suffisantes pour

résister aux efforts mécaniques dus à de longues portées.

La question se pose de savoir quelle longueur on peut avantageusement adopter pour les portées : il faut étudier pour cela les tensions mécaniques auxquelles sont soumis les fils. Ces tensions sont dues au poids du fil, au poids de la glace formée sur le fil, à la pression du vent, et aux variations de température.

Le fil, dans toutes les circonstances, a pratiquement la forme d'une courbe de chaînette qui, en général, sauf pour des portées excessives, peut être considérée comme une parabole dont l'équation est beaucoup plus simple.

L'auteur considère les forces extérieures agissant sur l'unité de longueur d'un fil de diamètre d entouré d'un cylindre de glace d'épaisseur t .

La pesanteur agit avec une force

$$W = W_1 \frac{\pi}{4} d^2 + W_2 \pi (td + t^2)$$

en appelant W_1 le poids de l'unité de volume du fil et W_2 le poids de l'unité de volume de la glace.

Soit V la vitesse du vent, faisant un angle φ avec le plan du fil. La pression du vent sur l'unité de longueur du fil est

$$KV^2(d + 2t) \sin^2 \varphi = P,$$

en appelant K une constante. Si le vent est horizontal, la direction de la composante de la pression du vent est aussi horizontale et perpendiculaire aux forces de la pesanteur. L'intensité maxima des forces agissant sur l'unité de longueur du fil (la résultante de ces deux forces) est $\sqrt{P^2 + W^2}$, et le fil tend à former un plan faisant un angle θ avec le plan vertical, tel que

$$\operatorname{tg} \theta = P/W.$$

La force totale $\sqrt{P^2 + W^2}$ agissant sur l'unité de longueur du fil peut être exprimée comme une constante, n fois le poids de l'unité de longueur du fil $W_1(\pi/4)d^2$.

Evidemment l'effet des conditions climatiques est relativement plus grand pour les fils fins que pour les fils gros et, dans les mêmes conditions de flèche et de tension initiale, le fil le plus fin ne sera pas aussi solide que le plus gros. Les intensités relatives sont déterminées par les valeurs relatives du coefficient n . Le fil peut être regardé comme ayant une certaine flèche initiale, pour une portée et une température don-

nées: la tension maxima qui peut se produire sur le fil peut être déterminée si l'on suppose une température minima et si l'on suppose que la densité du fil est augmentée n fois, la section restant la même. Évidemment la valeur la plus élevée de n correspond à la température la plus basse, à la plus forte couche de glace, à la plus grande vitesse du vent et à une direction du vent normale à la ligne. La pression du vent est directement proportionnelle au diamètre du fil, ou au diamètre extérieur de la gaine de glace, s'il y en a. Elle est aussi proportionnelle au carré de la vitesse du vent. Si le vent fait un angle φ avec la ligne, il est supposé exercer une pression $KV^2 \sin^2 \varphi \times d$ par unité de longueur, ou une pression maxima $KV^2 d$ quand il est normal à la ligne. La valeur de K est un peu incertaine: certains ingénieurs admettent qu'elle est égale à la moitié, et d'autres aux deux tiers de la pression du vent sur une surface plane égale à la projection de la surface du fil. L'auteur donne un tableau indiquant la relation entre les pressions du vent, les vitesses, et l'accroissement apparent du poids du fil, en supposant que le vent est horizontal et normal à la ligne. De même, en supposant une épaisseur de glace de $1^{\text{cm}},25$ autour du fil, il donne un tableau indiquant l'augmentation relative de la constante n pour différentes vitesses de vent et différentes dimensions de fils et de câbles en cuivre et en aluminium.

Les fabricants d'aluminium indiquent que la glace se forme plus difficilement sur ce métal que sur le cuivre. Il est évident, si l'on admet une épaisseur sensible de glace, que les lignes à longues portées ne peuvent pas être employées dans les climats froids, à moins que les fils n'aient un diamètre considérable.

Soit WD^3 le poids de fil de cuivre par unité de longueur, D étant le diamètre, et wd^3 le poids d'un fil d'aluminium de même conductibilité; $d=1,25 D$; $D=3,33 w$. Soit P la pression du vent par unité de diamètre et unité de longueur.

La tension sur un fil de cuivre est proportionnelle à

$$\sqrt{WD^3 + PD^2} = D \sqrt{W^2 D^3 + P^2}.$$

La traction par unité de section pour un fil de cuivre est proportionnelle à

$$\frac{\sqrt{W^2 D^3 + P^2}}{D}.$$

Pour un fil d'aluminium, la traction est proportionnelle à

$$\frac{\sqrt{\left(\frac{1,25}{3,33}\right)^2 W^2 D^3 + P^2}}{1,25 \cdot D}.$$

Si l'on considère du cuivre dur étiré, les fils supportent des tractions relatives égales quand on a :

$$\frac{1,25 \sqrt{W^2 D^3 + P^2}}{\sqrt{0,1405 W^2 D^3 + P^2}} = \frac{27.000}{11.700}$$

On tire de cette équation la valeur de P :

$$P = 0,467 WD.$$

Si l'on se sert des valeurs des limites d'élasticité des fils au lieu des charges de rupture, c'est-à-dire 6350 kilogrammes pour l'aluminium et 14500 kilogrammes pour le cuivre dur étiré, l'équation est la suivante :

$$\frac{W^2 D^3 + P}{0,1405 W^2 D^3 + P^2} = \left(\frac{14,5}{6,35 \times 1,25} \right)^2 = 3,35.$$

On en déduit pour P la valeur :

$$P^2 = \frac{0,529}{2,35} W^2 D^3$$

$$PD = WD^2 \times 0,474.$$

Pour comparer les charges de rupture de l'aluminium et du cuivre mou étiré ayant une charge de rupture de 15400 kilogrammes, on trouve de même :

$$PD = WD^2 \times 3,02.$$

En résumé, deux fils de cuivre et d'aluminium ayant la même conductibilité électrique présenteront les mêmes facteurs de sécurité pour des conditions semblables de vent et de température, les portées et les déflexions totales étant les mêmes quand on prend comme critères les charges de rupture, si le vent est tel qu'il produise une déviation φ par rapport à la verticale et un coefficient n ayant les valeurs suivantes :

	φ	n
Cuivre mou étiré.	72°	3,18
Aluminium.	83	8,1
Cuivre dur étiré.	25	1,10
Aluminium.	51	1,59

Pour les valeurs des vitesses du vent et les diamètres de fil généralement employés, il est évident que, sur la base de comparaison seule adoptée, le cuivre dur étiré est supérieur à l'aluminium.

minium, et le cuivre mou étiré n'est pas si bon que l'aluminium.

Le coefficient de dilatation de l'aluminium est égal à 0,0000128 et celui du cuivre à 0,0000096; les modules d'élasticité sont dans le rapport de 9 à 16, et la limite d'élasticité est de 6350 pour l'aluminium et 14500 pour le cuivre. On voit donc que l'aluminium présente un désavantage évident sur le cuivre, puisque les effets de dilatation sont beaucoup plus importants sur l'aluminium et que, si le module d'élasticité est plus petit, 56 % de celui de cuivre, la limite d'élasticité est inférieure à 44 % de celle du cuivre. Le fil est donc capable de supporter une élongation ou contraction égale à 78 % de celle du cuivre et doit être beaucoup moins tendu. Il y a, toutefois, d'autres considérations sur l'extension des fils, concernant les effets de la tension sur les poteaux et les isolateurs. La force verticale due au poids mort des fils est beaucoup plus faible avec l'aluminium qu'avec le cuivre. La force latérale sur les poteaux de ligne et les tiges d'isolateurs due à la pression du vent est 25 % plus forte avec le fil d'aluminium qu'avec le fil de cuivre équivalent, à cause de la plus grande surface. Les mêmes remarques s'appliquent aux forces qui s'exercent sur les poteaux d'angle par suite de la pression du vent. La traction sur un poteau d'angle due à la tension des fils est plus grande avec les lignes en aluminium qu'avec les lignes en cuivre, abstraction faite du vent. En général, tout bien considéré, l'avantage revient à la ligne construite en fils de cuivre et est d'autant plus sensible que le fil est de plus faible diamètre. Pour les fils de fort diamètre, l'avantage est moins marqué.

La portée la plus économique à employer est celle pour laquelle les dépenses d'isolateurs et de pylônes sont minima, la tension et le nombre de fils étant fixés. Plus les pylônes sont élevés et plus les portées peuvent être grandes. Si l'on suppose la dimension du fil et la tension données et le type d'isolateurs déterminé, on peut exprimer le prix d'un pylône et des isolateurs par une équation :

$$A' + B'H + C'H^2 + D'y + E'yH + G'yH^2, \quad (a)$$

en appelant H la hauteur du pylône, y la longueur d'une demi-portée. Les autres facteurs sont des constantes.

Soit h la distance fixée entre la terre et le point le plus bas de la ligne pour la plus grande flèche X : on a l'égalité

$$H = E + h + X,$$

et l'on peut écrire l'équation précédente sous la forme :

$$A + BX + CX^2 + Dy + FyX + GyX^2.$$

Les dépenses par unité de longueur de ligne sont :

$$1/2 \left(\frac{A}{y} + \frac{BX}{y} + \frac{CX^2}{y} + D + FX + GX^2 \right). \quad (b)$$

Il faut que cette équation soit ramenée à son minimum, pour que les dépenses soient minima : donc en substituant dans (b) la valeur de X en fonction de y , en égalant à zéro et en résolvant en y , on peut trouver la portée cherchée. Il est évident que cette portée doit être en général plus courte pour des fils de petit diamètre que pour des fils de fort diamètre, tout dépendant du coefficient n .

Il est facile de trouver une équation entre X et y mais, comme elle est cubique, il est plus commode de supposer différentes portées et de calculer l'équation (b) pour trouver quand elle a une valeur minima. L'emploi du coefficient n permet d'obtenir une très simple équation entre X , y et n , X étant la flèche maxima existant lors des chaleurs et n la valeur correspondant aux plus basses températures et à l'action du vent et de la glace. Tout ce qu'il est nécessaire de connaître se résume à la tension admissible et à la variation maxima de température. Les équations suivantes sont approximativement exactes, et sont suffisamment approchées pour la plupart des cas pratiques.

$$x = y^2 n W / 2T, \quad (1)$$

où x est la déflexion centrale, y la longueur d'une demi-portée, n le coefficient déjà indiqué, W le poids du métal et T la tension du fil. Connaissant n , il est inutile d'envisager le diamètre du fil, et on peut raisonner sur l'unité de section. Soit l la longueur du fil tendu en $1/2$ portée : on a approximativement :

$$l = y \left[1 + \frac{2}{3} \left(\frac{x}{y} \right)^2 \right]. \quad (2)$$

Ce fil a sa longueur maxima pour la tension

$$Tl/E = al, \quad (3)$$

E étant le module d'élasticité du métal. La ten-

sion du fil étant fixée dans les plus mauvaises conditions, il y a lieu de déterminer la flèche maxima, qui se produit généralement aux températures les plus élevées.

La déflexion verticale maxima correspond généralement au cas où $n = 1$ sans vent.

Soit F l'élévation maxima de température en degrés, K le coefficient de dilatation linéaire, L_m la longueur du fil à la température maxima quand il n'est pas tendu, L_0 la longueur du fil à la température maxima quand il n'est pas tendu, $L_n = (1 + KF)L_0$, X la déflexion maxima, x la déflexion minima, l la longueur tendue avec la déflexion minima. Les facteurs T , γ et n étant fixés, l'équation (1) donne x , et l'équation (2) donne

$$l = \gamma \left[1 + \frac{2}{3} \left(\frac{x}{\gamma} \right) \right] = \gamma \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\gamma n W}{T} \right)^2 \right] \quad (4)$$

$$L_0 = l(1 - a) = l \left(1 - \frac{T}{E} \right) = \gamma \left(1 - \frac{T}{E} \right) \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\gamma n W}{T} \right)^2 \right] \quad (5)$$

$$L_n = (1 + KF) \left(1 - \frac{T}{E} \right) \gamma \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\gamma n W}{T} \right)^2 \right] \quad (6)$$

$$= cy + dn^2\gamma^2,$$

c et d étant des constantes. Soit l_m la longueur tendue avec la flèche maxima, et t la tension correspondante. On a :

$$l_m = L_n \left(1 + \frac{t}{E} \right) \quad (7)$$

$$X = \gamma^2 W / 2t \quad (8)$$

$$l_m = \gamma \left[1 + \frac{2}{3} \left(\frac{X}{\gamma} \right)^2 \right] = L_n \left(1 + \frac{t}{E} \right) \quad (9)$$

$$= L_n \left(1 + \frac{\gamma^2 W}{2XE} \right)$$

$$X\gamma + \frac{2X^3}{3\gamma} = Xl_m + \frac{\gamma^2 W}{2E} L_m.$$

$$X^3 + X \left[\frac{3\gamma^2}{2} - \frac{3c\gamma^2}{2} - \frac{3}{2} dn^2\gamma^4 \right] = \frac{3Wc}{4E} \gamma^4 + \frac{3}{4} \frac{Wd}{E} n^2\gamma^6$$

$$\text{ou } X^3 + [e\gamma^2 + fn^2\gamma^4] X = g\gamma^4 + hn^2\gamma^6, \quad (10)$$

e, f, g et h étant des constantes.

Si l'on suppose des limites fixées de température, cette équation contient seulement comme variables X , n et γ et, quand la flèche et n sont

connus, X peut être facilement déterminé. L'équation 10 permet de calculer la portée en fonction de la flèche. En remplaçant les facteurs T , E , K , F et W par leurs valeurs numériques, et en faisant quelques simplifications consistant à négliger des termes extrêmement petits, on peut obtenir une formule simple donnant la flèche X en fonction de la portée totale Y ou inversement la portée totale Y en fonction de la flèche X . On prend généralement pour T 70 % de la limite d'élasticité.

Les lignes à longues portées exigent des pylônes métalliques, et, en cas de rupture d'un des fils, celui-ci se trouve relié à la terre. On peut, dans des cas exceptionnels, employer des fils ou câbles d'acier comme conducteurs, à cause de leur solidité mécanique considérable : leurs effets d'induction présentent de graves inconvénients. Pour l'établissement de lignes à longues portées, il faut prêter une attention toute particulière aux conditions locales, telles que la vitesse du vent, etc. Le vent n'est pas toujours horizontal : quelquefois, il peut être dirigé un peu vers le sol et augmenter la valeur du coefficient n .

R. R.

TRACTION

Nouveau système de traction électrique.

— **W. Kummer.** — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 26 août 1906.

Dans ce système, employé par les ateliers d'Oerlikon, les essieux moteurs sont entraînés par des moteurs triphasés avec rotors en court-circuit, dont les stators sont alimentés par un groupe convertisseur placé sur le train et produisant des courants triphasés de fréquence variable. Ce système réunit les avantages du système à unités multiples et du système avec locomotive en ce que la commande de tous les moteurs du train et la consommation de courant sont réglées en un point central. Le nouveau système se distingue de celui proposé par Hallberg en ce que, dans celui-ci, l'alternateur triphasé tourne continuellement et les différentes vitesses sont obtenues par modification du nombre de pôles, tandis que, dans le nouveau système, il n'en est pas ainsi.

L'auteur décrit une installation de ce genre en supposant que la ligne soit alimentée par du courant continu sous une tension comprise entre

2000 et 5000 volts. Le groupe convertisseur comprend un moteur à courant continu à excitation séparée réglable et un alternateur à excitation constante. Le courant d'excitation est fourni par un petit groupe particulier assurant en même temps l'éclairage, la commande des moteurs de compresseurs, etc. Le controller sert à régler seulement le courant d'excitation du moteur à courant continu. Au démarrage, le convertisseur tourne d'abord à vide jusqu'à ce qu'il ait atteint la vitesse convenable pour que l'alternateur triphasé produise une fréquence telle que le couple exercé par les moteurs triphasés avec un glissement de 100 % soit suffisant pour démarrer le train. A partir de ce moment, le glissement des moteurs triphasés diminue pendant que la fréquence augmente, et il atteint sa valeur normale; la fréquence croît encore jusqu'à la cinquième touche du controller. Jusque-là, le couple développé par les moteurs triphasés est resté constant depuis le début du démarrage, si l'on fait en sorte, au moyen de résistances de démarrage, que le courant primaire conserve une intensité constante. Le réglage de la vitesse au moyen de la résistance d'excitation du moteur à courant continu pour les touches 5 à 8 du controller provoque une diminution du couple des moteurs triphasés et aussi du glissement, par suite de la décharge. Quand on revient de la touche 8 à la touche 5, les moteurs triphasés récupèrent de l'énergie qui est renvoyée dans le réseau, parce que l'accroissement d'excitation du moteur à courant continu fait que celui-ci travaille en génératrice en produisant une différence de potentiel supérieure à la tension agissante; l'alternateur triphasé travaille alors comme moteur synchrone et est alimenté par les moteurs du train qui travaillent comme générateurs asynchrones; la récupération cesse quand la vitesse de rotation du groupe est trop faible pour que la machine à courant continu produise une différence de potentiel supérieure à la tension agissante. Le freinage électrique est obtenu en faisant agir le générateur à courant continu du groupe sur la résistance de démarrage: il y a quatre positions de freinage. Au lieu de courant continu, on peut employer le même système avec du courant alternatif de fréquence quelconque.

L'auteur a essayé ce système sur une installation à poste fixe, en chargeant les moteurs asynchrones par des dynamos à courant continu.

L'inconvénient du système réside évidemment dans le poids élevé du groupe convertisseur et dans la diminution du rendement due à la présence de cet appareil: la possibilité d'employer de hautes tensions compense un peu cet inconvénient.

O. A.

Réglage des moteurs à répulsion compensés de traction. — *Electrical World*, 8 septembre 1906.

Un brevet américain récemment accordé au D^r Eichberg est relatif au mode de réglage des moteurs à répulsion compensés du système Winter Eichberg employés pour la traction. Le schéma de la figure 1 indique les connexions.

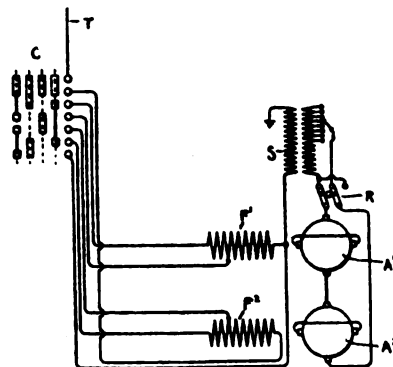


Fig. 1.

Comme l'on sait, chaque moteur est muni de deux groupes de balais frottant sur le collecteur. Un groupe de balais est placé sur l'axe du champ magnétique produit par le stator, et agit comme un secondaire court-circuité, le stator étant considéré comme un primaire de transformateur. L'autre groupe est relié inductivement en série avec l'enroulement statorique.

D'après le mode de réglage qui fait l'objet du brevet, les balais série des deux moteurs sont connectés d'une façon permanente en série dans un circuit local contenant le secondaire d'un transformateur à rapport de transformation variable dont l'enroulement primaire est en série avec les enroulements statoriques des deux moteurs. Les variations de vitesse des deux moteurs sont obtenues par la variation du nombre de tours de ce transformateur série et par connexions en série-parallel des deux enroulements statoriques. A la première position de la manette du controller, tous les tours des enroulements statoriques sont en série; à la deuxième position,

quelques tours de chaque enroulement statorique sont mis hors circuit. A la troisième position, tous les tours de ces deux enroulements sont couplés en parallèle ; à la quatrième position et aux positions suivantes, les enroulements statoriques sont en parallèle et quelques tours de chacun d'eux sont mis hors circuit. R. R.

Nouveau support de rails. — A. Kvetensky.
— *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 2 septembre 1906.

L'auteur décrit un support de rails Vignole, système Scheinig et Hofman, qui a donné d'excellents résultats dans tous les essais qu'on a faits depuis 1901. La figure 1 représente le mode de montage de ce support qui comprend quatre parties, l'une fixe A, deux sabots B et C embrassant de part et d'autre le patin du rail, et un coin D qui sert à serrer le tout et à assurer une fixation invariable du rail. Les pièces B et C seulement varient suivant les différents profils de rails. Le montage de l'ensemble est extrêmement facile et rapide. Le contact électrique est très bon et la résistance de passage est faible, ce qui permet de supprimer l'éclissage électrique en employant ce support au droit des éclisses.

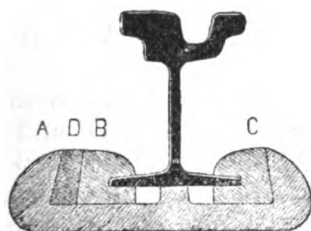


Fig. 1.

Les supports essayés sur des voies ferrées (Barmen Elberfeld et tunnel du Simplon, par exemple) pèsent 8 kilogrammes et ont 120 millimètres de longueur. Pour que le contact électrique ne devienne pas mauvais par suite de l'oxydation des surfaces en contact, on a employé, sur la voie de Barmen Elberfeld et au Simplon, une pâte métallique interposée avant le serrage entre le patin du rail et les sabots. Au montage on a chauffé au rouge les pièces A : le serrage résultant d'une part de l'introduction forcée du coin et d'autre part du refroidissement de la pièce A assure une solidité absolue à l'ensemble, aussi bien au point de vue mécanique qu'au point de vue électrique. O. A.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur la syntonisation des transmetteurs de télégraphie sans fil. — M. Wien (suite) (1). — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 6 septembre 1906.

III. Mesure des longueurs d'ondes avec la bobine de multiplication.

Pour la plus importante mesure de son étude, la mesure des longueurs d'ondes, Slaby emploie la « bobine de multiplication » imaginée par lui (2). Après la publication de la première partie de son travail, Drude (3) et Gehrke (4) ont indiqué que l'étalonnage fait par Slaby sur le multiplicateur présentait des erreurs importantes. Dans la deuxième partie de son étude, Slaby, reconnaissant l'erreur d'étalonnage, se borne à indiquer, en ce qui concerne l'influence de cette erreur sur les mesures précédentes, que : « dans les paragraphes précédents, il faut augmenter en moyenne de 6 % les valeurs des résultats de mesure et, comme il ne s'agit généralement que d'expériences comparatives, l'exactitude des résultats n'en est pas affectée. Là où des comparaisons ont été faites avec des valeurs absolues, la concordance est en partie plus parfaite, en partie diminuée ». L'auteur étudie la grandeur des corrections, bien supérieure à l'évaluation de Slaby, et l'influence de celle-ci sur les résultats publiés.

Il faut d'abord déterminer la correction moyenne en pour cent. Drude n'a fait que peu de mesures, et surtout sur de faibles longueurs d'ondes : l'étalonnage exact, pour des longueurs d'ondes de l'ordre de celles dont il s'agit ici, n'a été fait que sur une seule bobine de multiplication. Les corrections ont dépassé en moyenne 9 % pour celle-ci : elles ont atteint 15 % au maximum. Les mesures de Gehrke ont été plus complètes. Cet expérimentateur a trouvé pour les trois bobines de multiplication étudiées, les résultats suivants :

Pour la bobine 4 ($\lambda/4 = 5$ à 20 mètres).
Correction moyenne 6,9 % : valeur maxima 10 %.
Pour la bobine 6 ($\lambda/4 = 20,9$ à 90^m,4).
Correction moyenne 9,9 % : valeur maxima 13,4 %.
Pour la bobine 7 ($\lambda/4 = 30$ à 110 mètres).
Correction moyenne 13,9 % : valeur maxima 24,8 %.

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLVIII, 6 oct. 1906, p. 32.

(2) *Éclairage Électrique*, tome XXXVII, 21 nov. 1903, p. 300.

(3) *Éclairage Électrique*, tome XLII, 27 mai 1905, p. 283.

(4) *Éclairage Électrique*, tome XLIV, 2 sept. 1905, p. 356.

L'indication de Slaby, que la correction atteint en moyenne 6 %, semble donc un peu optimiste : il est plus exact de prendre 10 % en moyenne.

Dans ce qui suit, l'auteur examine l'influence de la correction de 6 % et de 10 %. Il y a lieu de remarquer d'ailleurs que ce sont seulement là des valeurs moyennes des erreurs d'étalonnage, et qu'évidemment il a pu se faire que, dans certaines mesures, il y ait eu l'erreur maxima de 24,8 %.

Slaby a fait des mesures absolues avec la bobine de multiplication pour déterminer le facteur de fréquence des condensateurs, c'est-à-dire le rapport de la capacité pour des oscillations rapides et lentes. La capacité était mesurée dans le pont avec des oscillations lentes, puis les condensateurs étaient reliés à des bobines de self-induction connue et formaient des circuits dont les longueurs d'ondes étaient mesurées au moyen de la bobine de multiplication. De l'équation $\lambda = 2\pi \sqrt{CL}$, on déduisait la capacité « calculée » $C = \lambda^2/4\pi^2 L$. Pour une augmentation de 6 % sur λ , il résulte une augmentation de 12,4 % pour la capacité ; pour une augmentation de 10 % sur λ , il résulte une augmentation de 21 % sur la capacité, et pour une augmentation de 24,8 % sur λ , il résulte une augmentation de 56 % sur la capacité : le facteur de fréquence varie dans les mêmes proportions que la capacité calculée.

Le tableau suivant se rapporte aux condensateurs Grisson généralement employés par Slaby ; γ_0 est le facteur de fréquence indiqué par Slaby, γ_1 le même facteur après correction de 12,4 % ; γ_2 le même facteur après correction de 21 %.

$\lambda/2$	γ_0	γ_1	γ_2
10 mètres	0,54	0,61	0,65
20 —	0,70	0,79	0,85
30 —	0,78	0,88	0,94
40 —	0,825	0,93	1,0
50 —	0,85	0,96	1,03
60 —	0,875	0,98	1,06
70 —	0,89	1,00	1,08
80 —	0,90	1,01	1,09
90 —	0,91	1,02	1,10

Évidemment ce sont là les expériences pour lesquelles, d'après Slaby, la concordance est

« encore augmentée » : on pourrait peut-être pour γ_1 par rapport à γ_0 trouver une meilleure concordance dans le fait qu'entre $\lambda/2 = 60$ et $\lambda/2 = 90$, la valeur de la capacité est approximativement égale à la valeur trouvée pour les oscillations lentes. Il serait d'autant plus particulier, par contre, que la capacité pour les longueurs d'ondes comprises entre plus de 1 000 kilomètres et 120 mètres restât constante, pour tomber ensuite de 61 % entre 120 et 20 mètres. La chose est encore pire si, au lieu de l'erreur d'étalonnage de 6 % indiquée par Slaby, on adopte comme valeur moyenne de l'erreur le chiffre de 10 %, c'est-à-dire les chiffres γ_2 , où la valeur de la capacité entre $\lambda/2 = 70$ et 90 mètres dépasse de 8 à 10 % la valeur relative aux oscillations lentes.

Les condensateurs Grisson ayant été presque constamment employés, la détermination exacte du facteur de fréquence est d'une importance fondamentale pour les résultats de Slaby. L'erreur d'étalonnage des bobines de multiplication et l'allure particulière du facteur de fréquence font paraître tout à fait incertaines les mesures précédentes. L'auteur reviendra plus loin sur ce point.

Les autres mesures sont relatives aux condensateurs à air et à verre. L'auteur prend deux exemples ; les autres séries de mesures donnent le même résultat. C_0 est la valeur indiquée par Slaby pour la capacité calculée, C_1 et C_2 les mêmes valeurs après correction pour une erreur d'étalonnage moyenne de 6 % et 10 %.

Condensateur à air : capacité pour oscillations lentes 150 cm.

$\lambda/4$	L	C_0	C_1	C_2
23m,9	15 600 cm.	148,5	167	180
28 8	22 500 —	149,5	168	181
33	29 300 —	150,8	169	182
36 9	36 400 —	151,7	170	184

Condensateur à verre : capacité pour oscillations lentes 150 cm.

$\lambda/4$	L	C_0	C_1	C_2
24m,1	15 600 cm.	151,2	170	183
29 0	22 500 —	151,7	170	184
34	29 300 —	160,0	180	194
36 6	36 400 —	149,2	168	181

L'augmentation des valeurs calculées C_1 et C_2 , produite par les corrections d'étalonnage, vis-à-vis de la valeur de 150 centimètres relative aux oscillations lentes, est très importante.

La capacité des condensateurs à air, dans les limites de la fréquence entre lesquelles Slaby a travaillé, est sensiblement indépendante de la fréquence. Les valeurs primitives de Slaby (C_0) étaient par suite en concordance. Après introduction des corrections, il y a des différences importantes car les valeurs de C_1 et C_2 sont beaucoup plus grandes que la valeur relative aux basses fréquences. Évidemment ou bien la mesure de la capacité avec des oscillations lentes est fautive, ou bien c'est la détermination de la self-induction L ou de celle de la longueur d'ondes λ , sur lesquelles repose le calcul de C . Les mesures de la capacité ou de la self-induction peuvent être exactes à 1% près quand on les fait avec quelque soin par la méthode du pont : il en est de même des mesures de longueur d'ondes avec la bobine de multiplication, qui peuvent être exactes à une fraction de centième près. On est donc amené à se demander comment il a pu se produire d'aussi grands écarts.

L'exemple suivant montre que, dans l'étude de Slaby, il a pu y avoir, dans des mesures simples avec le pont, des erreurs du même ordre de grandeur : la capacité d'un fil tendu a été mesurée au moyen du pont à différentes distances h ; les résultats indiqués sont les suivants

L	C MESURÉE	C CALCULÉE
10 centimètres	9,2	9,06
20 —	7,3	7,25
50 —	6,5	6,40
75 —	6,1	6,09
100 —	5,9	5,88

La concordance entre la mesure et le calcul est très bonne. Malheureusement, dans le calcul de la première valeur d'après la formule

$$C = \frac{l}{2 \log_{\text{nat}}(2h/2)},$$

il y a une erreur de calcul, la valeur $\frac{100}{3 \log 250}$
 $= 9,06$ ayant été introduite au lieu de $\frac{100}{3 \log 500}$

$= 8,04$ dans l'expression $\frac{100}{2 \log(20/0,04)}$, ce qui modifie de 14,4% le résultat.

Pour les expériences comparatives, l'exactitude des résultats obtenus par Slaby n'est pas influencée par la correction de l'étalonnage. Cela serait exact si toutes les bobines de multiplication présentaient des corrections égales ou si, tout au moins, pour une seule et même bobine, la correction était partout la même. Mais la correction moyenne est, comme cela a été dit, très variable pour les différentes bobines, et les corrections pour les différentes parties d'une même bobine diffèrent fortement. Par exemple, dans la bobine 7, la correction pour les dix premières valeurs est en moyenne de 16,5%; dans les dix valeurs suivantes elle est de 11,8%; ensuite elle s'élève à 12,9, puis à 16,9%. De même, pour la bobine 6, les cinq dernières valeurs doivent être corrigées de 11,9%; les cinq suivantes de 8,8%, etc. Il y a donc des différences de 3 à 5% dans une même bobine : individuellement les différences peuvent être encore beaucoup plus grandes et atteignent 8% dans la bobine 6 et 15% dans la bobine 7. Ce n'est donc que par un hasard heureux que les résultats des très nombreuses mesures ne laissent rien voir de ces différences, mais au contraire indiquent une concordance à moins de 1% près.

IV. Désaccord de systèmes accouplés.

Slaby a fait des expériences pour déterminer si, en désaccordant les deux systèmes d'un transmetteur accouplé, on peut renforcer l'une des oscillations émises aux dépens de l'autre. D'après ses très nombreuses expériences sur ce sujet, l'action du désaccord apparaît, comme on l'a déjà indiqué, différente de l'action réelle.

Pour mesurer l'action à distance, une harpe de plus de 16 mètres de longueur et de 2 mètres de largeur avait été placée à 9 mètres de distance d'une harpe réceptrice de plus de 14 mètres de longueur et 1^m,50 de largeur. Il existait évidemment là un accouplement rigide entre les deux systèmes de harpes, et une très grande partie de l'énergie atteignait le système récepteur. Slaby indique que des lampes à incandescence intercalées dans le circuit récepteur ont été amenées au blanc incandescent et que l'énergie mesurée dans le système récepteur a atteint le quart de l'énergie en jeu dans le transmet-

teur. Dans cette expérience, l'appareil de mesure absorbait une grande partie de l'énergie à mesurer. Le dispositif ne répond pas aux bases fondamentales de la physique, d'après lesquelles le dispositif de mesure ne doit pas influencer la grandeur à mesurer. Pour les expériences de résonance avec les oscillations électriques, on a signalé souvent ce danger de l'accouplement trop rigide du circuit de mesure résonant, car les conditions de résonance peuvent être, de ce fait, complètement modifiées. Dans les expériences de Slaby, il y avait trois systèmes accouplés rigidement, qui, évidemment, suivent de tout autres lois que les deux systèmes dont il voulait étudier les propriétés. Avec le dispositif qu'il a employé, il devait donc y avoir des différences considérables par rapport à la théorie.

Ses principaux résultats expérimentaux sont les suivants. La harpe réceptrice était accordée sur la plus élevée des deux ondes d'accouplement du système transmetteur : l'énergie reçue atteignait alors un maximum quand le circuit des condensateurs était accordé sensiblement plus haut que la harpe transmettrice. L'augmentation d'énergie par rapport à la résonance est très importante : souvent l'énergie était doublée ; dans un cas, elle était quintuplée. Le même phénomène ne se manifestait pas pour le désaccord vers les fréquences les plus faibles. Un câble fut aussi étudié comme transmetteur, mais l'accouplement entre ce transmetteur et le système récepteur n'était pas aussi rigide, et par suite, l'erreur a été moins importante. L'énergie reçue n'était que de 50 % plus grande que dans le cas de la résonance.

Il est impossible d'étudier exactement par le calcul les conditions de ces expériences, à cause de la complication des dispositifs employés et de l'ignorance où l'on est des valeurs de l'accouplement, de l'amortissement, etc. En outre, les conditions expérimentales ne restaient pas semblables à elles-mêmes, puisque l'on modifiait la fréquence du circuit des condensateurs en modifiant la capacité, ce qui amenait une augmentation de l'énergie en jeu et une diminution de l'amortissement dû à l'étincelle.

Pour cette raison, au lieu d'étudier ces cas particuliers, l'auteur développe, dans ce qui suit, la théorie des transmetteurs accouplés désaccordés.

(A suivre.)

R. V.

Récepteur d'ondes hertziennes en carborundum. — A.-J. Round. — *Electrical World*, 25 août 1906.

L'attention de l'auteur a été attirée sur le fait que le carborundum, composé de carbone et de silicium, est très supérieur aux métaux oxydés ou au carbone pour la confection de cohéreurs, ou appareils à contacts imparfaits utilisés comme récepteurs d'ondes hertziennes, car le fonctionnement présente une constance remarquable.

Tous les récepteurs à contact imparfait excepté le carborundum et le détecteur électrolytique présentent une action variable et leur fonctionnement est modifié par les vibrations ou par l'électricité atmosphérique. Le carborundum est une substance cristalline d'une très grande dureté et peut être employé pour tailler les pierres précieuses les plus dures.

Pour déterminer l'action du carborundum comme récepteur de télégraphie sans fil, l'auteur a intercalé un petit fragment de ce corps entre deux fils de cuivre et relié ceux-ci à une antenne et à la terre en branchant en dérivation un circuit contenant un téléphone et quatre éléments de pile sèche. Les signaux du poste transmetteur étaient reçus d'une façon continue avec une netteté et une clarté très grandes, mais la sensibilité était faible en comparaison de celle des détecteurs électrolytiques ou magnétiques. L'adjonction d'une inductance ou d'une capacité en série avec le circuit de l'antenne ne semble pas amener de changement important, quoique avec le détecteur magnétique les meilleurs signaux sont obtenus avec une forte inductance en série dans le circuit.

L'auteur a trouvé qu'une variation de pression aux points de contact entre le carborundum et les fils de cuivre exerce une action importante sur les signaux : une pression trop forte produit des bruissements intenses dans le téléphone, comme cela a lieu pour les contacts microphoniques. Du carborundum en poudre fut placé entre deux cylindres de cuivre dans un tube de verre. La pression pouvait être modifiée à volonté : la pile contenait cinq éléments secs. Pour différentes longueurs d'ondes, l'auteur a obtenu une sensibilité égale à celles du détecteur électrolytique ou du détecteur magnétique en employant le montage suivant. L'antenne était reliée à l'une des extrémités d'une bobine dont l'autre extrémité était reliée à un condensateur, puis au détecteur,

puis à la terre. Une prise de courant ménagée sur la bobine, quelques tours après l'extrémité reliée à l'antenne, était connectée à la terre. En dérivation sur le détecteur était branché un circuit contenant un téléphone, quelques éléments de piles sèches et deux petites bobines de réactance. La bobine principale, reliée à l'antenne, comprenait cent tours de fil équipé ou coton enroulés en une seule couche sur un cadre carré de 30 centimètres de côté. La longueur de fil comprise entre l'extrémité A reliée à l'antenne et le point B où était connectée la prise de courant aboutissant à la terre, était modifiée suivant la longueur d'ondes. La longueur de fil comprise entre le point B et l'autre extrémité C dépendait de la capacité du condensateur placé en série. Les meilleurs résultats étaient obtenus quand l'inductance de BC était grande et la capacité du condensateur faible.

R. V.

ÉCLAIRAGE

Sur les lampes à arc à flamme. — B. Marks et E. Clifford. — *Electrical World*, 11 août 1906.

Les auteurs rappellent l'historique de la question et les travaux de Bremer, Auer, Blondel, etc. Les recherches des dernières années ont abouti à des perfectionnements dans deux voies distinctes : en premier lieu la production d'un arc lumineux entre électrodes dont la vitesse de combustion est beaucoup plus faible que celle des charbons ordinaires, et en second lieu l'emploi d'un arc à flamme à haut rendement dans lequel les charbons ordinaires sont remplacés par des charbons imprégnés de sels métalliques. Toutes les formes différentes de ces charbons imprégnés ont le même but, celui d'augmenter le rendement de l'arc. Jusqu'à présent, le gain obtenu sur le rendement est acquis au prix d'une rapide usure des électrodes.

La couleur de la lumière avec ces électrodes est déterminée par la nature des sels employés et peut être modifiée dans de larges limites. Le rendement, toutefois, est très différent pour les différents sels, les composés de calcium donnant les meilleurs résultats. La différence de rendement est nettement mise en évidence par la courbe de distribution de la lumière des arcs à flamme avec des charbons établis pour donner une coloration blanche, rouge ou jaune. La

consommation en watts par bougie sphérique est comprise entre 1,202 pour la lumière blanche et 0,716 pour la lumière jaune, avec une lampe déterminée (20 ampères sous 34 volts-courant alternatif).

Outre l'addition de sels métalliques destinés à allonger l'arc et à le rendre plus lumineux, on emploie un flux magnétique pour diriger l'arc : souvent on place les charbons légèrement inclinés, avec les pointes tournées vers le bas, et l'on emploie une bobine de soufflage magnétique pour allonger l'arc.

Le diamètre des charbons employés est compris entre 8 et 11 millimètres : le charbon négatif a généralement 1 millimètre de moins que le charbon positif. Les longueurs de charbon sont comprises entre 325 et 600 millimètres, pour des durées de fonctionnement comprises entre 7,25 et 17,5 heures. De nouvelles lampes sont munies d'un magasin contenant des charbons de rechange qui remplacent automatiquement les charbons usés : ces magasins contiennent huit à neuf paires de charbons.

Il y a lieu d'éviter le plus possible les courants d'air dans le globe pour limiter la rapidité d'usure des électrodes. Dans ce but, on emploie un économiseur, ou chambre en matière réfractaire entourant les extrémités des pointes de charbon, dans les lampes où ceux-ci sont placés côte à côte, ou bien entourant le charbon supérieur seul, dans les lampes où les électrodes sont superposées.

Les vapeurs qui résultent de la combustion des charbons minéralisés se condensent pour la plupart sur les parois de l'économiseur et les portions contiguës de la carcasse de la lampe. Souvent on emploie un condenseur spécial pour recevoir les dépôts de vapeur. La couleur de ceux-ci étant généralement blanchâtre, la lumière de l'arc est réfléchiée. L'arc est extrêmement sensible aux courants d'air dans le globe et aux variations du champ magnétique, ainsi qu'aux mouvements du mécanisme de réglage de la lampe. La tendance des arcs longs est d'être instables, pour ces différentes causes.

Pour l'éclairage des rues, la lumière jaune à grand rendement des charbons au calcium est généralement très appropriée ; pour l'éclairage privé, la lumière jaune peut fréquemment ne pas convenir. A cette lumière, les objets blancs paraissent couleur crème ; les objets jaunes ressortent

beaucoup et les valeurs relatives des couleurs de la partie violette du spectre sont modifiées. Il est impossible de distinguer les différents bleus les uns des autres; ils paraissent tous noirs. Avec les charbons à flamme à lumière blanche, la plupart des couleurs ont approximativement leurs valeurs correctes correspondant à la lumière du jour.

La distribution de l'éclairement avec les lampes à arc à flamme nouvellement établies est tout à fait différente de celle de l'arc en vase clos. La majeure partie de la lumière dans l'arc à flamme est dirigée vers le bas dans une zone de 30° à 90° au-dessous de l'horizontale. Le maximum d'éclairement est obtenu à 45° environ au-dessous de l'horizontale. Dans les lampes à arc en vase clos, au contraire, l'éclairement horizontal est relativement très important et, à 15° au-dessous de l'horizontale, l'éclairement est voisin du maximum. Les courbes comparatives montrent qu'un arc en vase clos de 6,5 ampères à courant continu donne plus de lumière à 12° au-dessous de l'horizontale qu'un arc à l'air libre de 9,5 ampères consommant la même quantité d'énergie. En comparaison, la lampe à arc à flamme consommant 360 watts, soit $\frac{4}{5}$ seulement de l'énergie absorbée par l'arc en vase clos, donne 2,83 fois plus de lumière que celui-ci dans la même inclinaison. Quand on se rapproche de la verticale, l'arc à flamme devient beaucoup plus avantageux et, à proximité de la verticale, donne un éclairement dix fois plus considérable. Avec l'arc en vase clos à courant alternatif, la proportion de lumière émise dans la zone la plus intéressante pour l'éclairage des rues est beaucoup plus faible que dans l'arc en vase clos à courant continu. Le rapport de 2,83 indiqué plus haut pour l'éclairement à 12° au-dessous de l'horizontale avec l'arc à flamme et l'arc en vase clos à courant continu devient 3,3 pour l'arc à flamme et l'arc en vase clos à courant alternatif.

R. R.

ÉLECTROCHIMIE

Sur l'oxydation de l'azote sous l'action de la décharge silencieuse dans l'air atmosphérique. — E. Warburg et G. Leithauser. — Drudes Annalen, août 1906.

On sait que l'ozonisation partielle de l'oxygène

de l'air sous l'effet de la décharge silencieuse est accompagnée d'une oxydation partielle de l'azote de l'air et que cette seconde action exerce, dans certaines circonstances, une action retardatrice sur la précédente. Les auteurs ont été conduits, dans leurs recherches sur l'ozonisation, à étudier ce phénomène accessoire en mesurant la quantité totale d'azote oxydé, sans entrer dans la nature de l'oxyde d'azote produit.

L'étude de cette question est facilitée par le fait que les gaz nitreux qui quittent l'appareil à décharge sont facilement et complètement absorbés par une lessive de soude (2 grammes de NaOH dans un litre) en présence d'ozone.

Les expériences suivantes furent faites avec quatre sphères en platine avec intervalle explosif en série : ces sphères étaient positives. On employa de l'air sec et de l'air humide : la pression de vapeur d'eau p' variait entre 0 et 7 millimètres. Les quantités d'oxydes d'azote NO sont évaluées en centimètres cubes par heure à 0° et 76 centimètres de pression. La durée de l'expérience était généralement d'une heure; exceptionnellement, elle était de deux heures. J désigne l'intensité de courant totale dans l'appareil; V la différence de potentiel employée y compris celle de l'éclateur en série, p la pression dans l'appareil, v la vitesse de passage du courant d'air en centimètres cubes d'air sous la pression atmosphérique par seconde.

Les résultats sont résumés dans le tableau I :

TABLEAU I

$J = 0,28 \cdot 10^{-2}$, $V = 9\,900$, $\theta = 20^\circ$.					
$p' = 0$			$p' = 2,35 \text{ mm.}$		
p	v	NO	p	v	NO
781	13,5	3,21	785	14,5	3,00
769	13,5	3,01	786	14	2,97
782	13,0	3,04	$p' = 7 \text{ mm.}$		
782	13,5	3,11	771	16	3,19
782	13,0	3,17	770	17	3,18
$p' = 0,79 \text{ mm.}$			789	15	3,18
784	14,5	3,04	787	16	3,14
769	14	3,02			

Comme l'on voit, la quantité d'azote oxydé est indépendante de l'humidité de l'air, pour des

pressions de vapeur comprises entre 0 et 7 millimètres.

Dans les expériences suivantes, l'intensité du courant fut modifiée. Les résultats sont indiqués par le tableau II.

TABLEAU II

p	v	$J \cdot 10^3$	NO
288	20	0,4	cm ³ /heure. 3,74
289	19	0,4	3,28
284	14	0,14	1,53

On en déduit les chiffres donnés par le tableau III :

TABLEAU III

$J \cdot 10^3$	NO	NO
	cm ³ /heure.	cm ³ /amp.-heure.
0,14	1,53	10 900
0,28	3,11	11 100
0,40	3,76	9 400

La quantité d'azote oxydé par ampère-heure varie très peu, comme on le voit, dans les limites des intensités de courant employées.

Des expériences faites avec l'électrode de tension négative ont donné des résultats très variables ; pour une intensité de courant de $0,4 \cdot 10^{-3}$ ampère, on a obtenu, par exemple, de 1 cm³,3 à 3 cm³,7 de NO.

Pour déterminer l'influence de la température sur l'oxydation de l'azote, les auteurs ont repris l'électrode de tension positive et ont fait d'abord des expériences à 80°. Puis, ils ont employé un appareil plongé dans un bain de pétrole : la pression ou la densité de l'air étaient maintenues constantes. Les résultats sont donnés par le tableau IV.

TABLEAU IV

$J = 0,14 \cdot 10^{-3}$.

t	v	NO	NO	
		cm ³ /heure.	cm ³ /amp.-heure.	
19°	9 800	1,58	11 300	
80°	8 800	2,89	20 600	Pression constante.
80°	9 900	3,59	25 600	Densité constante.

Il y a donc plus d'azote oxydé à 80° qu'à 19°, la pression étant maintenue constante.

Les expériences à pression constante furent poussées jusqu'à des températures de 200°. L'ozone ne se formant plus à cette température, et les oxydes d'azote n'étant absorbés par une lessive de soude qu'en présence d'ozone, on ajoutait un peu de ce gaz produit par un petit appareil à bobine d'induction. Les résultats d'expériences entre 19° et 200° sont indiqués par le tableau V :

TABLEAU V

t	v	NO
		cm ³ /heure.
19°	9 800	1,58
80°	8 800	2,89
160°	7 770	2,37
200°	5 500	1,73

On voit que, quand la température s'élève beaucoup, l'oxydation de l'azote cesse comme la production d'ozone. — Entre 180° et 200°, température pour laquelle l'ozonisation cesse, la différence de potentiel entre électrodes diminue beaucoup, pour une intensité de courant constante.

E. B.

Sur la production d'ozone au moyen de décharges électriques dans l'air. — W. Cramp et S. Leatham. — *The Electrician*, 31 août 1906.

Les auteurs décrivent un appareil pour la production d'ozone au moyen de l'air atmosphérique. Cet appareil comprend un alternateur, un transformateur, un tableau, un ozonisateur et un éclateur multiple : le tout est compact et tient peu de place : un petit ventilateur chasse l'air à ozoniser qui traverse un filtre. La composition du mélange, obtenu avec un débit de 4 mètres cubes par minute environ, contient 40000 parties d'air, 3 parties d'ozone, une partie d'oxyde d'azote. Ces proportions varient quand on modifie la fréquence, le courant d'air, la distance explosive des éclateurs et leur nombre, la forme des pointes, la température ou l'intensité de courant.

Les auteurs ont fait une étude complète sur les différents types de décharges électriques : l'arc ordinaire à courant alternatif, la décharge à haute tension entre pointes et la décharge silencieuse.

Ils ont trouvé que la décharge silencieuse est la plus propice à la formation d'ozone.

Ils ont étudié ainsi l'influence des différents facteurs énumérés ci-dessus.

En ce qui concerne la fréquence, plus celle-ci est élevée, et plus la tension est faible pour un courant donné. Dans l'appareil employé, la quantité d'ozone produit par ampère augmente quand on élève la fréquence.

En ce qui concerne la vitesse de l'air, une augmentation de celle-ci produit une augmentation de la résistance de l'étincelle. Les courbes obtenues par les auteurs dans leurs expériences montrent en effet que la tension doit augmenter avec la vitesse de l'air pour un courant donné. Une vitesse trop considérable provoque la production des oscillations très importantes dans le circuit, oscillations qui amènent fréquemment la rupture des isolants du transformateur à haute tension. La vitesse du courant d'air doit être limitée à un maximum de 750 mètres par minute.

En ce qui concerne la distance explosive, les oscillations dans le circuit sont augmentées quand on augmente la longueur des étincelles.

On sait que la tension nécessaire quand on emploie plusieurs étincelles en série n'est pas la même que quand on emploie une étincelle unique dont la longueur est égale à la somme des longueurs, de toutes les étincelles. Les différents phénomènes dus à un allongement ou à une diminution de la distance explosive ne sont pas tous facilement explicables et dépendent de trois facteurs variables : l'effet de la capacité des pointes, l'effet de la vitesse de déplacement de l'air qui est le plus marqué quand l'étincelle est longue, et l'effet de refroidissement de la colonne de vapeurs qui est d'autant plus marqué que cette colonne est plus longue.

En ce qui concerne l'effet de la forme des poin-

tes, on sait que la tension explosive en dépend considérablement. Les pointes doivent être aussi fines que possible, mais cette finesse est limitée aussi par la durée de fonctionnement des électrodes. Les pointes employées par les auteurs ont 1^{cm},25 de diamètre et sont taillées suivant un angle au sommet de 90°, avec pointe extrême légèrement arrondie.

Avec du courant de 0,2 ampère et la vitesse normale du courant d'air, les auteurs ont trouvé que ces pointes n'étaient pas détériorées au bout de trois semaines de service ininterrompu.

Les différents ozoniseurs se rattachent à trois types principaux. Dans le premier type, un diélectrique est interposé entre les pointes ; dans le deuxième type, de très fortes résistances telles que les tubes à glycérine de Schneller, sont en série avec les pointes ; dans le troisième type, une capacité est en série avec les pointes. Le premier type comprend les appareils de Siemens, Andreoli, Aworthy, etc., qui sont constitués essentiellement par deux conducteurs séparés par du mica ou du verre. La chute de potentiel nécessaire pour maintenir la décharge silencieuse se produit dans le diélectrique lui-même. Les ozoniseurs du deuxième type ont, en général, un moins bon rendement que les précédents. Mais ils sont faciles à construire et moins volumineux. L'un des auteurs en a construit un avec des bandes d'aluminium placées côte à côte. La distance la plus favorable entre ces bandes pour la production d'ozone a été trouvée égale à 1^{cm},3 environ. Pour limiter la décharge, on emploie comme résistances des tubes de glycérine. Les ozoniseurs du troisième type ne sont pas d'un usage commercial.

En ce qui concerne les phénomènes électrochimiques et chimiques en jeu, les expériences des auteurs ont montré que la formation d'ozone est due à l'ionisation de l'air.

R. R.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ÉRIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

MACHINE A COURANTS ALTERNATIFS AVEC CHAMP AUXILIAIRE POUR LA COMPENSATION DIRECTE DE LA RÉACTION D'INDUIT

La plupart des perfectionnements pratiques récents, relatifs aussi bien aux machines à courant continu qu'aux machines à courants alternatifs, ont eu pour but la suppression des actions nuisibles de la réaction d'induit produite par le courant de travail. Comme l'on sait, le bon fonctionnement et la stabilité d'une machine électrique dépendent en première ligne, quoique de différentes façons, du rapport adopté dans le projet entre la charge de l'induit et l'intensité de champ de la machine.

D'une part, les machines à induit un peu chargé ont généralement l'avantage d'un meilleur rendement, d'un plus faible poids et d'un plus faible échauffement que les machines à induit moins chargé et à champ plus puissant; elles permettent par suite, à tout point de vue, une meilleure utilisation des matériaux. D'autre part, une forte charge d'induit influe d'une façon nuisible sur la stabilité des machines, par suite de la réaction d'induit due au courant de charge et détermine, dans les machines à courant continu, la tendance à la formation d'étincelles ou provoque, dans les machines à courant alternatif, une forte chute de tension.

Dans les machines à courant continu, la réaction d'induit produit en premier lieu un *champ transversal*, c'est-à-dire une distorsion du champ principal et un déplacement proportionnel de la zone neutre par suite duquel la commutation aux balais des collecteurs devient mauvaise et présente des crachements au delà d'une charge déterminée dépendant de la réaction d'induit admise. En outre, cette réaction d'induit produit un affaiblissement du champ principal et, par suite, une chute de tension qui croît avec la grandeur d'une certaine composante du courant de charge.

Dans les machines à courants alternatifs, l'action s'exerce en premier lieu sur la chute de tension que la réaction d'induit rend très sensible, surtout quand il s'agit d'une charge inductive avec des courants plus ou moins déwattés. La réaction d'induit de courants de charge déwattés produit une action démagnétisante sur le champ principal, nommée *champ antagoniste*, directement opposé au champ principal, qui amène un affaiblissement proportionnel de celui-ci et, par suite, une chute de tension directement proportionnelle à ces courants.

Dans les machines normales, on a donc été conduit en général à choisir une charge de l'induit plus faible que ne l'exigerait la considération de la meilleure utilisation possible des matériaux actifs. On adopte une intensité de champ inducteur plus élevée et on réduit la charge de l'induit, c'est-à-dire l'enroulement induit jusqu'à ce que l'influence de la réaction d'induit sur la stabilité de la machine reste dans les limites admises. Au point de vue de la meilleure utilisation des matériaux, la plupart des machines normales sont relativement lourdes et représentent, en quelque sorte, des machines de puissance supérieure qui travaillent au-dessous de leur charge. Le rendement et l'échauffement ont des valeurs plus défavorables à cause des pertes plus élevées dans le fer et de la moindre utilisation de l'induit. En outre, cette façon de procéder ne permet évidemment pas de compenser entièrement les actions perturbatrices de la réaction d'induit, mais on ne réalise jamais qu'une réduction partielle de cette réaction, c'est-à-dire un accroissement relatif de la stabilité, et cela aux dépens de la qualité de la machine au point de vue électrique.

L'imperfection de cette méthode pour certains types de machines qui ne peuvent être pratiquement réalisés qu'avec une forte réaction d'induit, particulièrement pour les machines à grande vitesse de rotation entraînées par des turbines à vapeur, a conduit à chercher différentes méthodes de compensation de la réaction d'induit. Même dans les machines normales, ces méthodes de compensation se prêteraient à un emploi général, si elles n'exigeaient pas des groupes et des appareils auxiliaires dont le prix rend souvent illusoire l'économie de matériaux réalisée sur la machine par l'emploi de la compensation et les avantages qui en résultent.

C'est là le point faible, à un plus ou moins grand degré, de toutes les méthodes de compensation, et il en résulte que la compensation n'est pas appropriée pour toutes les machines, mais présente de l'utilité seulement dans des cas particuliers.

Les premières méthodes de compensation de la réaction d'induit étaient, en principe, les mêmes pour les machines à courant continu et à courants alternatifs et sont représentées en premier lieu par la machine Déry avec enroulement de compensation et, en dernier lieu, par les machines dites compound de Leblanc, Latour et l'auteur. Dans ces machines on a cherché d'abord à compenser la réaction d'induit dans son ensemble, avec l'aide d'un enroulement compensateur disposé sur l'inducteur d'une façon tout à fait identique à l'enroulement induit et excité directement ou indirectement par le courant de charge (par l'intermédiaire de transformateurs et d'un collecteur dans les machines à courants alternatifs). Avec cette méthode, on allait au delà du but à atteindre. Au point de vue purement théorique, ces dispositifs semblaient une solution idéale, car ils compensent entièrement toutes les actions de la réaction d'induit. Au point de vue pratique, par contre, ils présentent l'inconvénient que les enroulements compensateurs ou inducteurs exigent beaucoup de place, conduisent à l'établissement de machines de trop grandes dimensions et de prix trop élevé et ne peuvent pas, en général, entrer en concurrence avec les machines normales.

Ces expériences conduirent aux nouveaux dispositifs, qui sont distincts pour les machines à courant continu et pour les machines à courants alternatifs et ont pour but, dans chacun

de ces types de machines, de compenser uniquement les actions perturbatrices de la réaction d'induit. Dans les machines à courant continu, c'est l'influence de la réaction d'induit sur la commutation, le *champ transversal* de la réaction d'induit qu'il faut combattre, et l'on a été amené à l'emploi des pôles auxiliaires intercalés entre les pôles principaux de la machine (Breslau et autres); ce dispositif était connu depuis de longues années, mais l'efficacité de son emploi n'avait pas été mise en évidence, tandis que son application judicieuse permet de compenser l'action qu'exerce le champ transversal sur la commutation. — Dans les machines à courants alternatifs, l'action perturbatrice de la réaction d'induit consiste uniquement dans l'affaiblissement du champ et son influence sur la chute de tension, dans le *champ antagoniste*, et on a été conduit à l'établissement des machines dites compound du type synchrone, machines dont le principe était aussi connu depuis de longues années, mais dont le récent développement a conduit à de nouvelles formes indiquées par l'auteur et récemment, en Amérique, par Alexanderson.

La question de l'utilité de l'introduction des pôles auxiliaires dans les machines à courant continu a été discutée à plusieurs reprises dans ces derniers temps. Les avantages de ce dispositif ressortent dans les nouvelles machines à établir, qui, par avance, peuvent être dimensionnées de façon à retirer le plus grand profit possible de l'emploi de pôles auxiliaires: il s'agit surtout là de machines à grande vitesse de rotation dans lesquelles la meilleure utilisation des matériaux résultant de la plus grande charge de l'induit joue un rôle en première ligne. L'étendue des applications de pôles auxiliaires est limitée par le fait que leur emploi n'a pas d'intérêt dans toutes les machines, par exemple, dans les machines à faible vitesse de rotation et basse tension, dans lesquelles les pôles auxiliaires avec leur enroulement séparé ne feraient qu'augmenter le prix de la machine.

Il en est de même, et à une plus grande échelle, pour l'emploi du compoundage dans les alternateurs. Là s'ajoute le fait que le *champ antagoniste* ne dépend pas simplement de la grandeur du courant de charge, mais, en première ligne, de son déphasage. Pour compenser le champ antagoniste, le courant doit donc d'abord être décomposé en deux composantes, wattée et déwattée, au moyen de transformateurs de compoundage connectés d'une façon spéciale. Le champ antagoniste de la réaction d'induit est proportionnel à la composante déwattée. Celle-ci seule représente le courant de compensation propre et est amenée à l'inducteur au moyen d'un collecteur, d'après le dispositif connu. En fait, toutes les méthodes de compensation des machines à courants alternatifs sont donc des méthodes *indirectes*. Du courant total de charge on tire d'abord artificiellement un courant de compensation, à peu près proportionnel au champ antagoniste de la réaction d'induit, et c'est ce courant que l'on amène à l'enroulement inducteur pour compenser le champ antagoniste. Cette méthode exige un grand nombre d'appareils auxiliaires et de connexion, dont le prix rend souvent illusoire l'avantage de la compensation. Dans les machines à faible vitesse de rotation avec excitatrice séparée on a proposé de compounder l'excitatrice au lieu de l'alternateur, ce qui permet de réduire les dimensions des appareils auxiliaires, mais là encore les limites d'emploi sont réduites à cause du prix des appareils auxiliaires.

Toutes les méthodes de compoundage existantes ont comme point commun d'exiger toujours des appareils spéciaux ou des groupes auxiliaires qui augmentent le prix total de la machine. La conclusion est que, jusqu'à présent, aucun de ces dispositifs n'a reçu d'applications pratiques étendues, mais qu'au contraire leur emploi a été restreint à des cas particuliers.

Machines à courants alternatifs à flux auxiliaire combiné.

Ces différentes considérations ont déterminé l'auteur à chercher pour les alternateurs normaux avec excitatrice, un système tout différent permettant, contrairement aux dispositifs précédents, d'employer une action *directe* pour la compensation de la réaction d'induit, sans exiger aucun appareil auxiliaire ni groupe auxiliaire. Ce système consiste à agir sur l'excitation ou le champ de l'excitatrice directement au moyen du champ de l'alternateur ou du champ antagoniste de la réaction d'induit. Dans les alternateurs de construction normale avec excitatrice directement accouplée sur le même arbre, cette façon de procéder est évidemment la plus naturelle. On a là, juxtaposées sur le même arbre, deux machines, l'alternateur et son excitatrice, avec deux systèmes inducteurs distincts et d'abord entièrement séparés. Si, par un moyen quelconque, on amène les deux champs à dépendre l'un de l'autre, par une combinaison partielle ou par un autre système, de telle façon que le champ de l'excitatrice augmente quand le champ de l'alternateur diminue, ou mieux quand la réaction d'induit de l'alternateur croît, il doit évidemment être possible d'influencer directement l'excitation de l'excitatrice de telle façon que toutes les actions perturbatrices de la réaction d'induit soient automatiquement compensées. On évite ainsi complètement l'utilisation du courant de charge, employée dans toutes les méthodes actuelles de compensation et de compoundage, et la décomposition de celui-ci au moyen d'appareils auxiliaires. L'élimination de l'action nuisible de la réaction d'induit sur le champ principal a lieu *directement* par une influence correspondante opposée de la réaction de l'induit elle-même sur le champ de l'excitatrice. Ce résultat peut être obtenu, comme on le verra plus loin, dans les machines de tous les types, avec des inducteurs de l'alternateur et de l'excitatrice ayant un nombre de pôles quelconque, sans que rien soit changé au mode de construction de la machine, par une simple dissymétrie dans l'excitation entre pôles de polarité différente, dissymétrie reproduite d'une façon correspondante dans les deux systèmes inducteurs. Le problème consiste à faire varier automatiquement le champ de l'excitatrice d'une façon proportionnelle aux variations de la réaction d'induit de la machine principale; ce problème a été résolu de la façon suivante :

La chute de tension d'un alternateur est proportionnelle au *champ antagoniste*, c'est-à-dire à l'action démagnétisante de la réaction d'induit, elle doit donc pouvoir être annulée, si l'on renforce directement le champ de l'excitatrice par un champ qui varie proportionnellement au champ antagoniste de l'alternateur. Un tel champ doit corriger correctement toute action de la réaction d'induit sans qu'il soit nécessaire de faire intervenir dans le calcul le courant de charge ou son déphasage, et de produire d'abord artificiellement un courant de compensation, car toutes les actions du courant de charge sont contenues dans ce champ antagoniste. Mais ce champ antagoniste n'existe pas lui-même réellement : il représente seulement la différence entre le champ qui correspondait à l'excitation totale et le champ résultant de la machine, c'est-à-dire l'action démagnétisante de la réaction d'induit. Évidemment, il suffit de renforcer le flux de l'excitatrice par un flux proportionnel du champ antagoniste.

On arrive à ce but en utilisant un *flux de dispersion* de la machine. On sait que, dans toute machine électrique, outre le flux principal, c'est-à-dire la part du flux total qui traverse tout l'enroulement et produit la tension induite, il se produit toujours dans le système inducteur du flux de dispersion. Pour chaque charge, le flux total est égal au flux principal, augmenté des flux de dispersion. La valeur de chacun de ces flux de dispersion dépend d'une part du mode de construction de la machine, et varie d'autre part, lors des variations de charge, exactement comme la réaction d'induit due au courant de charge et, par suite,

comme le flux antagoniste, c'est-à-dire comme la chute de tension : les flux de dispersion varient donc comme doit varier l'excitation des inducteurs, quand la différence de potentiel aux bornes de la machine doit rester constante. Le courant produit par un tel flux de dispersion doit donc suivre toutes les variations de charge de la machine et est tout à fait apte à compenser l'action de celles-ci dans l'excitation des inducteurs.

Dans les alternateurs de construction normale avec excitatrice directement accouplée sur le même arbre, on peut arriver au résultat d'une façon très simple en provoquant dans l'alternateur la formation d'un flux de dispersion combiné avec le flux de l'excitatrice. A première vue, il semble difficile de réaliser cette combinaison entre un flux de dispersion de l'alternateur et le flux de l'excitatrice. Les inducteurs de l'alternateur et de l'excitatrice ont généralement dans les types de construction normale, des formes tout à fait différentes. Les alternateurs ont généralement un grand nombre de pôles tandis que les excitatrices n'en ont qu'un petit nombre : en outre l'inducteur de l'alternateur est, en général, calé sur l'arbre tandis que l'inducteur de l'excitatrice est fixe. Dans ces conditions, il semble impossible de combiner entre eux deux inducteurs de nombre de pôles différents dont la position réciproque est variable. Si les deux machines étaient semblables, par exemple bipolaires à inducteurs fixes, il suffirait évidemment d'accoupler magnétiquement entre eux, par une jonction en fer par exemple, les pôles de même polarité, pour produire dans l'alternateur un champ de dispersion se superposant au champ de l'excitatrice. Dans les machines normales ayant un nombre quelconque de pôles, on peut arriver au même résultat d'une façon non moins simple. Il suffit pour cela de produire, dans les systèmes inducteurs de l'alternateur et de l'excitatrice, une dissymétrie donnée entre les pôles de même polarité : celle-ci a pour conséquence la production d'un faible flux de dispersion d'une direction donnée dans le système inducteur de l'alternateur qui, passant par l'arbre de la machine, se combine en partie avec le flux de l'excitatrice, et se referme par le socle ou la carcasse et la partie fixe de l'alternateur. Le flux a une allure analogue à celle du flux d'une machine unipolaire et doit se superposer au flux de l'excitatrice, de façon à produire un renforcement ou un affaiblissement de celui-ci correspondant au flux antagoniste dans l'alternateur. La présence de flux de dispersion de ce genre peut être fréquemment constatée dans des machines normales et se manifeste avec une intensité particulière dans les machines dites unipolaires, ainsi que dans les machines sur lesquelles, pour simplifier l'enroulement inducteur, on emploie un pôle conséquent sur deux, les pôles d'une même polarité étant seuls bobinés. Ces dernières machines ont dû être abandonnées dans la pratique à cause de la dispersion exagérée qu'elles présentent. En principe, il suffit de réaliser une dissymétrie entre les pôles de polarité différente, comme le montre par exemple schématiquement la figure 1, en plaçant sur chaque pôle Sud une bobine

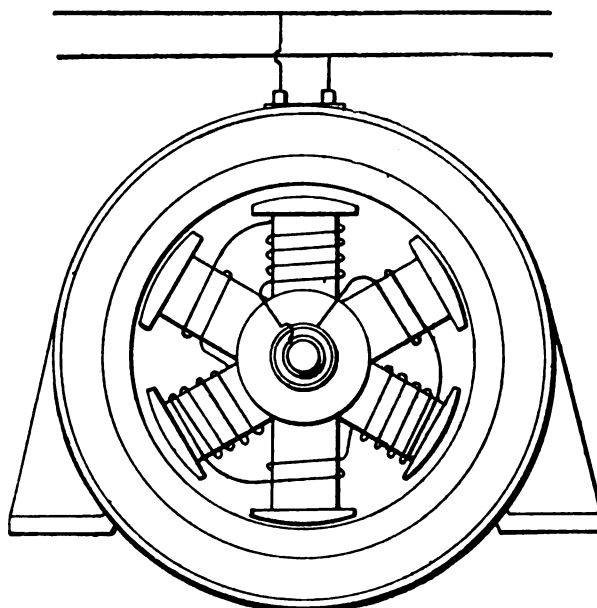


Fig. 1.

inductrice un peu plus faible que celle de chaque pôle Nord, et, éventuellement, en donnant en même temps à l'entrefer entre les pôles et l'induit une valeur un peu plus faible pour les pôles Sud que pour les pôles Nord. Une dissymétrie analogue à celle indiquée ci-dessus existe entre les pôles de nom contraire de l'excitatrice, les nombres totaux de pôles de l'alternateur et de l'excitatrice pouvant avoir une valeur quelconque.

Le simple fait que l'on rend différentes d'une façon correspondante, dans l'alternateur et dans l'excitatrice, les propriétés magnétiques des pôles alternés, c'est-à-dire des pôles de polarité opposée, a pour résultat que l'alternateur et l'excitatrice peuvent s'influencer comme l'on veut. La réaction d'induit de l'alternateur produit dans l'arbre une certaine dispersion dont la direction et la grandeur dépendent de la dissymétrie choisie et de la grandeur de la réaction d'induit et qui influe sur le champ de l'excitatrice d'une façon exactement proportionnelle à la grandeur de la réaction d'induit due au courant de charge.

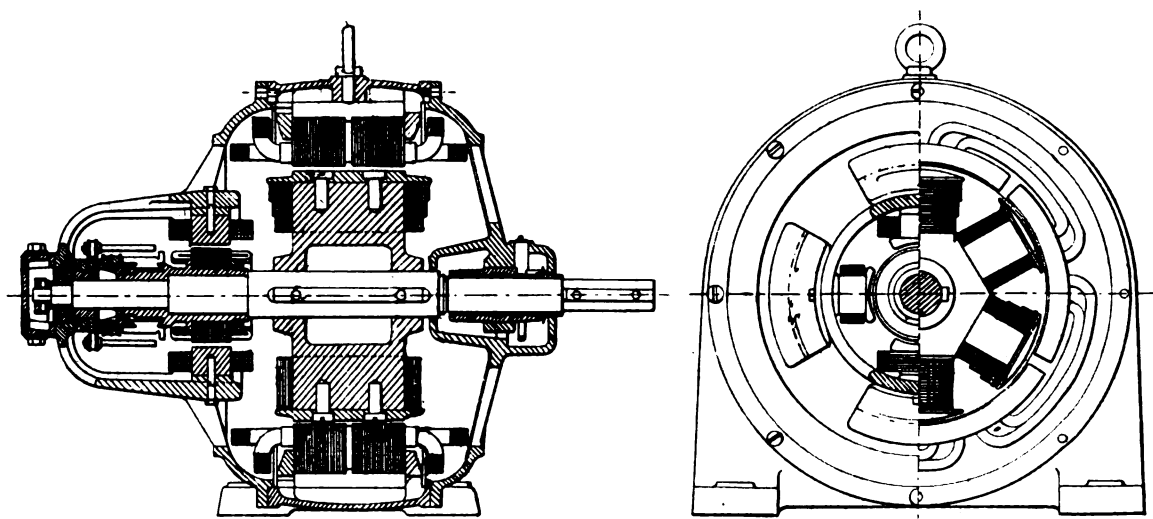


Fig. 2. — Alternateur à champ auxiliaire axial avec excitatrice intérieure.

La figure 2 représente, par exemple, la coupe d'une machine ainsi compensée avec champ auxiliaire combiné. L'excitatrice de cet alternateur est établie dans la carcasse extérieure elle-même. Elle peut aussi, comme l'indique la figure 3, être montée en dehors de l'alternateur. Dans ce cas, le circuit magnétique est fermé par la carcasse extérieure, la plaque de fondation commune, etc. Sur la figure 2, l'inducteur volant de l'alternateur porte 6 pôles, et correspond au schéma de la figure 1. L'entrefer a une valeur réduite pour tous les pôles Sud, par exemple : ces mêmes pôles portent une bobine inductrice plus faible que les pôles Nord. Il en est de même pour l'excitatrice à quatre pôles, représentée sur la figure 2. La dissymétrie dans l'inducteur de l'alternateur produit dans l'arbre un flux de dispersion de direction donnée et influe sur les pôles dissymétriques de l'excitatrice de telle façon que, lors des variations du flux de dispersion, le flux total et la tension de l'excitatrice varient, produisant ainsi une variation proportionnelle du courant d'excitation de l'alternateur qui, pour un dimensionnement convenable, compense la réaction d'induit due au courant de charge.

Supposons par exemple que la dissymétrie de l'inducteur de l'alternateur soit choisie de telle façon que, à vide, les flux des pôles Nord et des pôles Sud soient égaux. Ce serait le cas si les entrefers et les enroulements inducteurs étaient simultanément plus faibles sur les

pôles Sud que sur les pôles Nord, et cela, dans le même rapport. Dans ce cas, le flux de dispersion passant par l'arbre serait nul à vide. D'autre part, en charge, la réaction d'induit se ferait sentir beaucoup plus fortement dans les pôles Sud, plus faiblement excités, que dans les pôles Nord : par suite il en résulterait un flux de dispersion passant par l'arbre, correspondant à la direction des pôles Nord de l'alternateur et renforçant dans l'excitatrice les pôles Nord correspondant à cette direction, dont l'entrefer est plus faible que celui des pôles Sud.

Les phénomènes en charge sont les suivants : dès que la machine est chargée, soit par une résistance purement ohmique, soit par une résistance inductive, la réaction d'induit du courant principal produit un flux de dispersion qui lui est exactement proportionnel, et renforce dans le même rapport l'excitation de l'excitatrice : ce flux produit donc une augmentation de l'excitation totale de l'alternateur et compense la chute de tension due à la réaction d'induit.

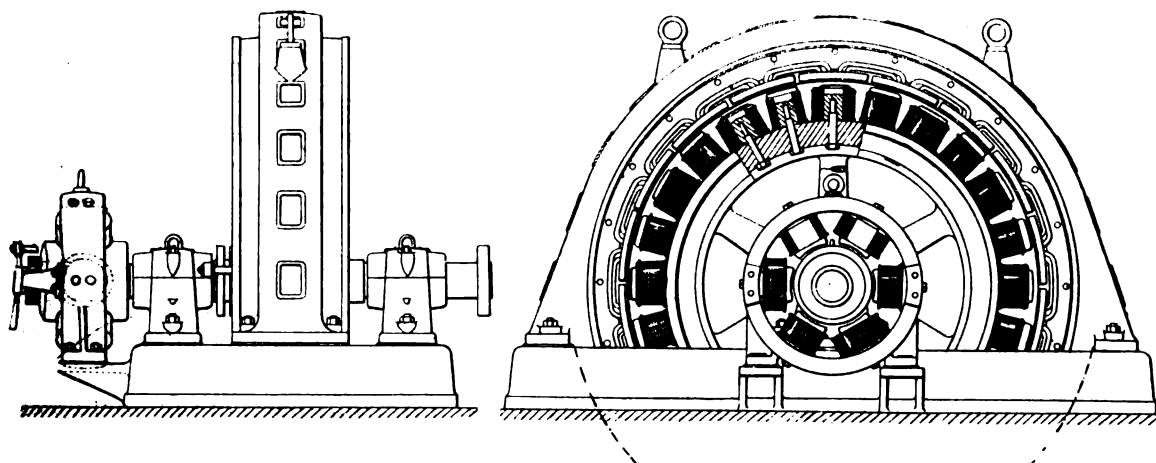


Fig. 3. — Alternateur à champ auxiliaire axial avec excitatrice extérieure.

On voit que la valeur du flux de dispersion peut être très faible et n'a besoin de représenter qu'une fraction du flux d'excitation de l'excitatrice. Par suite cette méthode peut être facilement appliquée à n'importe quelle machine normale dans laquelle l'excitatrice est magnétiquement liée à la machine principale, c'est-à-dire dans tout alternateur avec excitatrice directement accouplée. Dans les grosses machines, dans lesquelles l'induit de l'excitatrice est généralement monté en bout d'arbre au delà du palier, comme sur la figure 3, il suffit de choisir une valeur un peu plus grande de la dispersion pour obtenir la même action, car, dans ce cas aussi, un flux de dispersion relativement faible en lui-même trouve un circuit de retour suffisamment bon dans la carcasse extérieure de l'excitatrice et la plaque de fondation commune, etc.

Finalement, on peut ainsi appliquer ce principe aux machines excitées par une excitatrice indépendante, dans laquelle le champ de l'excitatrice ne peut pas être directement influencé par le flux de dispersion. Ce dernier a, comme cela a été indiqué ci-dessus, la même allure que dans les machines dites unipolaires. Si donc on dispose sur l'arbre de la machine, ou sur l'inducteur tournant deux balais placés de part et d'autre, on peut recueillir sur ces deux balais un courant continu dont l'intensité varie d'une façon exactement proportionnelle à la réaction d'induit et qui peut être employé au compoundage de l'excitatrice. Ce dispositif, applicable aux alternateurs à excitatrice séparé, présenterait des difficultés pratiques.

car le courant continu ainsi produit serait évidemment de très basse tension, et il serait difficile de le recueillir.

Finalement on peut citer encore l'intérêt théorique d'un dispositif dans lequel le courant unipolaire recueilli servirait directement à exciter les pôles inducteurs de l'alternateur. Une telle machine pourrait, par une disposition appropriée, être auto-excitatrice et compensée. Ce dispositif ne présente qu'un intérêt exclusivement théorique par suite des difficultés que l'on rencontrerait dans la captation du courant.

Pour les machines normales à courants alternatifs à excitatrices directement accouplées, les dispositifs indiqués par les figures 2 et 3 présentent en première ligne un intérêt pratique. Ces dispositifs peuvent s'appliquer à tous les types de machines, et, par exemple, aux alternateurs dits unipolaires dans lesquels, par exemple, le flux de dispersion naturel qui présente l'allure unipolaire caractéristique, peut être utilisé pour la compensation.

Dans les machines normales à courants alternatifs, le dispositif présente, entre autres, l'avantage que l'action de compensation est très intense. Le flux auxiliaire est produit par l'action différentielle décrite entre les pôles Nord et les pôles Sud, et peut varier entre les limites que l'on veut, c'est-à-dire depuis zéro jusqu'à une valeur quelconque dans l'un ou l'autre sens. Dans les machines qui doivent être compensées pour des variations de charge brusques, les conditions peuvent être choisies telles que la machine soit hypercompensée au premier moment, et que la compensation tombe ensuite à sa valeur normale. On peut atteindre ce but de différentes façons, par exemple, en faisant passer le courant de compensation dans des bobines concentriques à l'arbre, exerçant une action démagnétisante sur le flux auxiliaire après que la compensation s'est produite, ou bien on peut intercaler dans le circuit du courant de compensation ou dans le circuit d'excitation de la machine des résistances à coefficient de température élevée, par exemple des résistances en fer dont la résistance croît progressivement avec le courant.

Nous décrirons encore un dispositif particulièrement recommandable, qui consiste à choisir les proportions de telle façon qu'il se produise à vide un flux de dispersion ayant une direction telle qu'il affaiblisse d'abord le champ de l'excitatrice et diminuant quand la réaction d'induit croît, pour s'annuler puis changer de sens lorsque l'action de celle-ci atteint une valeur déterminée. L'auto-excitation de l'excitatrice doit être choisie telle qu'elle corresponde à la charge pour laquelle le flux de dispersion est nul.

Les phénomènes en jeu peuvent être expliqués, par exemple, sur la figure 2 ou la figure 3. Supposons que l'entrefer de la machine principale entre pôle et induit soit plus grand pour les pôles Nord que pour les pôles Sud. Supposons en même temps que le nombre de tours d'enroulement des bobines inductrices soit plus considérable sur les pôles Nord que sur les pôles Sud, non dans la même proportion, mais de telle sorte qu'à vide, c'est-à-dire pour une réaction d'induit nulle, les pôles Sud soient plus fortement excités que les pôles Nord. Dans ces conditions, il se produit à vide dans la machine un flux de dispersion correspondant à la direction des pôles Sud et opposé, dans l'excitatrice, aux pôles Nord qui présentent le plus faible entrefer: le champ total de l'excitatrice est ainsi affaibli à vide. Quand la charge augmente, ce flux de dispersion diminue, par suite de l'augmentation de la réaction d'induit aux pôles Sud de l'alternateur; il s'annule pour une charge déterminée et change de signe pour croître à nouveau en sens opposé. Le champ de l'excitatrice a donc une valeur toujours croissante, comme dans le dispositif précédent.

D'une part ce dispositif a l'avantage de permettre une meilleure utilisation de la machine, la valeur du flux de dispersion pouvant être seulement la moitié de la valeur qu'elle doit avoir dans le cas précédent, puisque ce flux agit tantôt négativement, tantôt positive-

ment, et les conditions pouvant être choisies telles que le cas où le flux de dispersion est nul corresponde à la charge normale de la machine. D'autre part, ce dispositif offre l'avantage plus important que la machine peut être rendue plus ou moins insensible aux charges de courants *déphasés en avant*.

Dans toutes les méthodes de compensations ordinaires les courants déphasés en avant ont toujours une action très dangereuse. Un courant déphasé en arrière devant, dans une machine compound, produire un renforcement du champ, un courant déphasé en avant doit, contrairement aux machines normales, produire toujours un affaiblissement du champ. On peut observer, en effet, que toute machine compound perd son excitation et se décroche quand elle est chargée par des courants déphasés en avant.

Cela ne peut pas se produire avec le dispositif indiqué. Un courant déphasé en avant aurait d'abord pour effet d'augmenter la valeur du flux de dispersion agissant négativement, qui précédemment atteignait son maximum à vide, et d'affaiblir par suite l'excitation de l'excitatrice et l'excitation de l'alternateur. Mais la diminution d'excitation ne peut jamais atteindre une valeur dangereuse, car l'accroissement du flux de dispersion agissant négativement est limité par la saturation du fer. Pour des courants intenses déphasés en avant, il ne se produira donc qu'un faible accroissement de ce flux de dispersion qui agit négativement, et par suite une faible diminution de l'excitation, de sorte que la machine ne peut pas se décrocher.

Pour des charges normales, la saturation variable du circuit magnétique du flux de dispersion agissant négativement exerce une action favorable en compensant plus ou moins l'influence perturbatrice de la saturation du circuit magnétique principal ou du champ de l'excitatrice, car cette saturation exerce une action de sens opposé.

Conclusion.

Si l'on résume brièvement les dispositifs décrits, on peut dire que le principe de compenser les actions perturbatrices de la réaction d'induit directement par la réaction elle-même présente, dans tous les cas, la plus grande facilité d'application. Sur les machines normales à excitatrice directement accouplée, le dispositif peut être appliqué directement, sans aucune adjonction. Toute la modification consiste en principe à donner des valeurs différentes aux entrefers des pôles de nom contraire de l'alternateur et de l'excitatrice et de réduire d'une façon correspondante le nombre de tours de l'enroulement inducteur des pôles ayant le plus faible entrefer. Les entrefers étant, en général, largement dimensionnés dans les machines normales, il n'y a pas de difficulté à faire cette modification et il en résulte une économie de cuivre sur la moitié des pôles. Le système doit donc être applicable à tout alternateur, qu'il s'agisse de machines à forte ou faible réaction d'induit, et qu'il s'agisse de compenser exactement les machines ou bien d'obtenir seulement une diminution relative de la réaction d'induit et une augmentation de la stabilité. En tout cas, la modification n'entraîne pas de frais et conduit à des économies, en augmentant en même temps la qualité et la stabilité de la machine; elle ne peut avoir, dans aucun cas, une action nuisible, de sorte que, dans aucun cas, on ne peut avoir de motifs pour ne pas l'employer.

Le dispositif n'exige aucune espèce d'essais préliminaires dans tous les cas où il ne s'agit pas d'une compensation parfaite, mais d'une amélioration de la qualité et de la stabilité de la machine. Il suffit de créer dans les systèmes inducteurs la dissymétrie indiquée. L'excitation est ensuite établie dans l'un ou l'autre sens. Si le sens choisi est le mauvais, la compensation agit négativement et la machine présente une très forte réaction d'induit, analogue à celle des machines à courant constant. Dans ce cas, on inverse simplement l'excitation et aucune autre expérience n'est nécessaire.

A. HEYLAND.

••

NOTES SUR LES MACHINES D'EXTRACTION ÉLECTRIQUES

Nous avons publié dernièrement quelques notes générales sur les différents systèmes employés pour la commande des machines d'extraction électriques⁽¹⁾ : nous ajouterons à ces notes la description détaillée de quelques machines d'extraction récemment mises en service

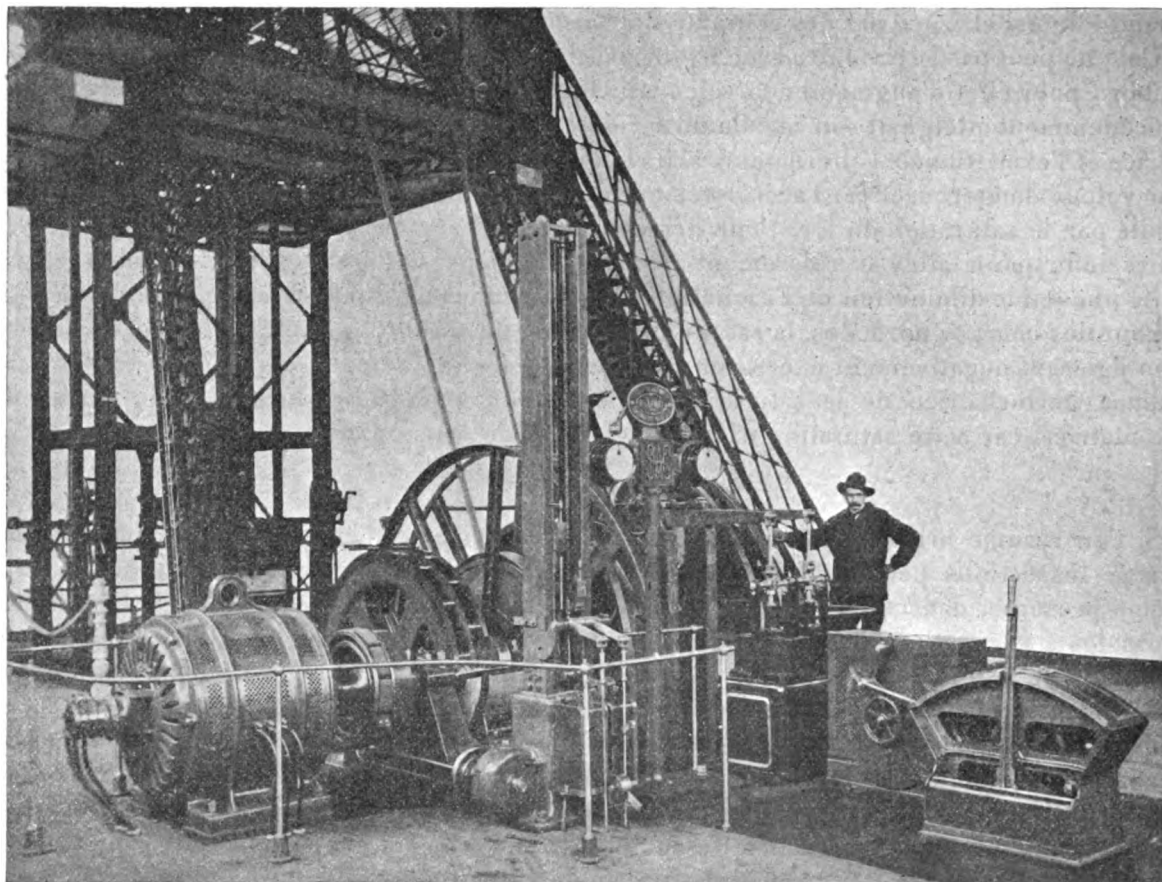


Fig. 1. — Machine d'extraction des mines de Lens.

Le treuil d'extraction de la société des mines de Lens, dont il a déjà été brièvement question⁽²⁾, est représenté par la figure 1. Ce treuil se compose, comme nous l'avons déjà indiqué, de deux bobines, l'une fixe, l'autre folle, calées sur l'arbre principal. Le câble est fixé directement sur l'arbre moteur, soutenu par deux paliers de 180 millimètres d'alésage fixés sur un cadre en tôles qui porte tout l'ensemble du mécanisme. Cet arbre est attaqué par un moteur asynchrone par l'intermédiaire d'un harnais Grisson dont le rapport est 1/15, tournant

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 9, 16, 23 juin 1906, pages 371, 409, 446 et 485.

⁽²⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 9 juin, page 379.

dans un carter rempli d'huile. La came du harnais Grisson est entraînée par le moteur par l'intermédiaire d'un manchon d'accouplement élastique Zodel.

Les constantes principales de ce treuil, dont quelques-unes ont été précédemment indiquées, sont résumées par le tableau suivant :

Charge utile maxima non équilibrée.	1 000 kgr. (800 + 200).
Poids de la cage.	800 kilogrammes.
Poids du mètre de câble métallique.	2 —
Profondeur.	257 mètres.
Durée du trait.	60 secondes.
Vitesse de rotation de la bobine.	60 tours par minute.
Vitesse moyenne du câble.	4 mètres.
Diamètre initial et final d'enroulement.	1 ^m ,74 et 2 ^m ,38.
Vitesse de rotation du moteur asynchrone.	580 tours par minute.
Puissance du moteur au départ.	130 chevaux.
Puissance du moteur pendant le reste du trait.	85 chevaux.
Type de moteur.	Moteur asynchrone triphasé à 200 volts et 50 périodes.

Les figures 2 et 3 montrent, en plan et en coupe, la disposition générale des appareils constituant la machine d'extraction.

L'arbre moteur porte une poulie de freinage en deux parties, munie de deux jantes de

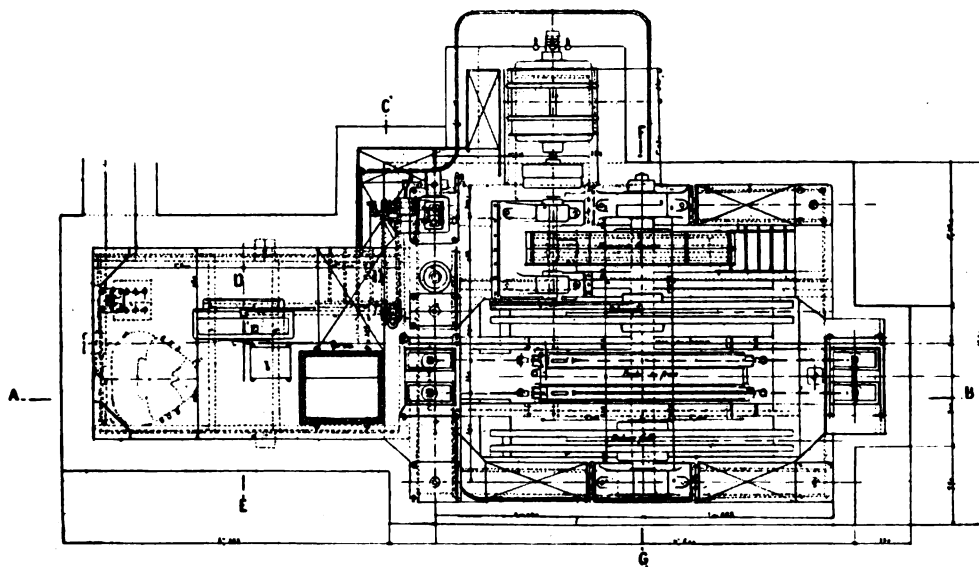


Fig. 2.

120 millimètres de largeur pour freins à sabots : chaque frein peut suffire au maintien d'une cage chargée au fond du puits sans aucun équilibrage. Les freins peuvent arrêter, en l'espace de trois mètres environ, la cage montant à pleine vitesse. Ils sont commandés par des solénoïdes à pistons plongeurs produisant le desserrage quand le courant passe : quand le courant est interrompu, les freins sont serrés par l'action de contrepoids. L'un des freins sert pour la manœuvre : les deux freins sont bloqués ensemble automatiquement si le courant est inter-

rompu dans la ligne principale, ou si l'indicateur de position dépasse le point qui correspond à la recette : le fonctionnement des freins est provoqué, dans ce dernier cas, par l'action d'un interrupteur qui coupe le courant des solénoïdes. La course des sabots des freins est un peu supérieure à 2 millimètres : elle est réglée par la longueur de la barre horizontale réunissant les leviers des freins ; un volant de réglage C (fig. 2), claveté sur la barre du frein de manœuvre, permet de bloquer celui-ci à la main ; le réglage du solénoïde est effectué au moyen d'une bague A dont on peut modifier à volonté la distance à la butée du guide B.

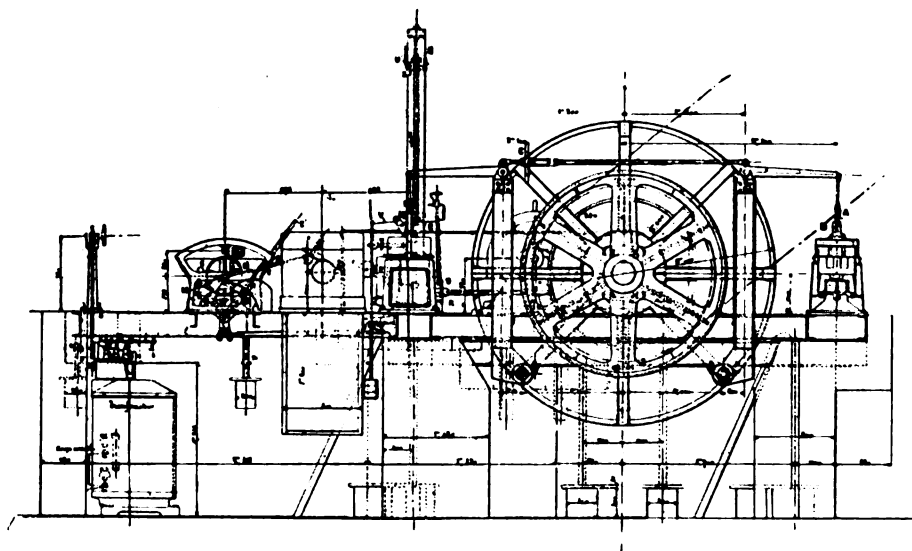


Fig. 3.

Un levier à main unique sert d'organe de manœuvre et commande à la fois le rhéostat, l'inverseur, et le frein de manœuvre. Quand ce levier est vertical, le moteur est arrêté. Une encoche, ménagée en face de cette position, permet de faire osciller le levier dans un plan normal à son plan de déplacement, et, ainsi, de manœuvrer une crémaillère qui actionne un interrupteur coupant le courant dans le solénoïde du frein de manœuvre, dont le serrage est ainsi assuré. Le mouvement inverse provoque le desserrage du frein, qui a ainsi forcément lieu avant la mise en route. On voit aussi que, grâce à ce dispositif simple, on ne peut pas serrer le frein avant d'avoir coupé le courant dans le moteur en amenant le levier de manœuvre dans sa position verticale.

Les détails du montage du levier de manœuvre et sa liaison avec l'indicateur de niveau sont indiqués par la figure 4. Quand on manœuvre le levier dans l'un ou l'autre sens, on fait tourner la roue K, par l'intermédiaire du secteur H et du pignon qui engrène sur lui. Dans son mouvement, la roue K entraîne, par le bouton L, un levier à fourche M qui commande le commutateur-inverseur : celui-ci se place, suivant le sens de déplacement du levier, dans la position correspondant à la marche avant ou à la marche arrière. Le bouton L quitte ensuite la fourchette qui reste immobile et ne peut revenir vers sa position moyenne par suite du frottement de la partie circulaire du disque muni d'un méplat N en face du bouton L pour permettre le retour de la fourchette vers la position moyenne quand le levier de manœuvre est vertical. La manivelle et la bielle P entraînent l'arbre du rhéostat de démarrage et de réglage, qui n'entre en action qu'après la manœuvre de l'inverseur. Grâce au

dispositif adopté, la rotation de l'arbre du rhéostat est la même pour la marche avant et pour la marche arrière.

L'indicateur de position est composé de deux vis avec curseurs Q commandés par l'arbre du treuil au moyen de roues hélicoïdales. L'une des vis est entraînée par la bobine fixe et est réglée une fois pour toutes par le manchon R ; l'autre correspond à la bobine folle et est réglée à volonté au moyen du volant S et du débrayage T actionné par le levier à excentrique U. Les index de l'indicateur de position sont munis chacun d'un plan incliné réglable

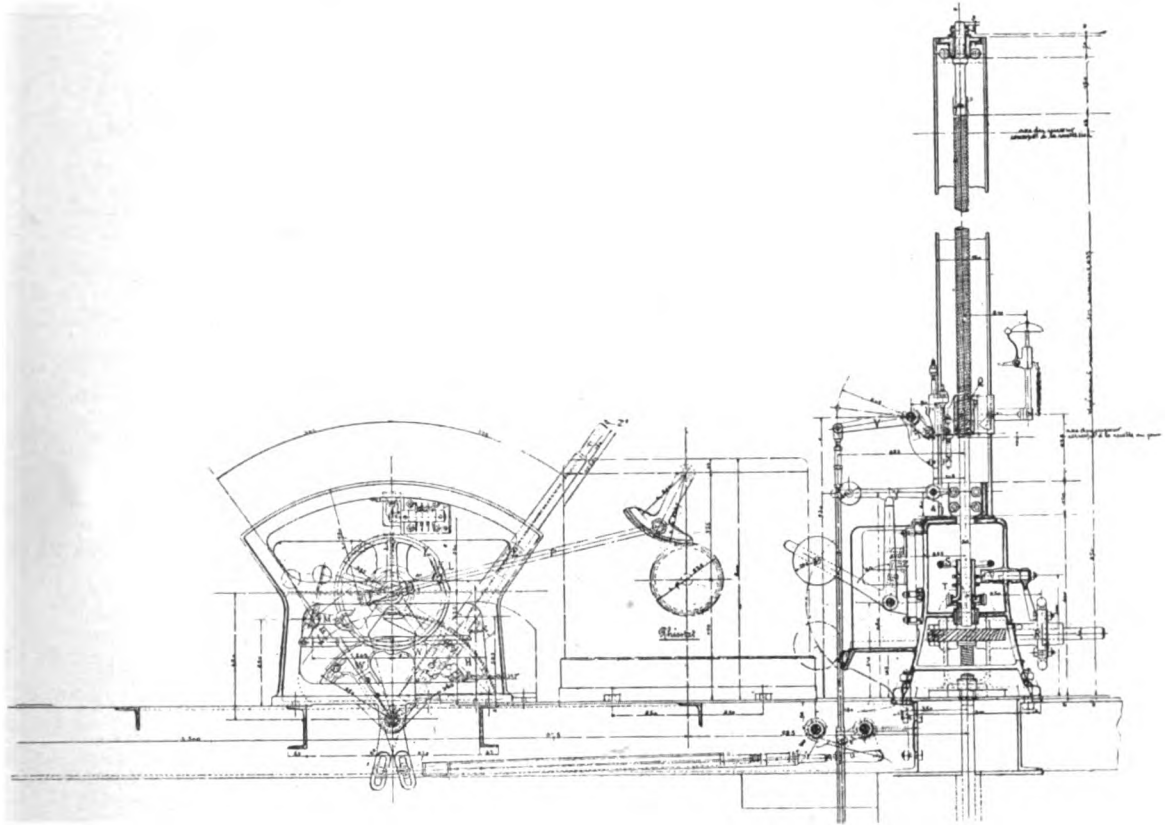


Fig. 4. — Appareil de manœuvre.

en acier U' qui, un peu avant l'arrivée de la cage à la recette (10 mètres environ) actionne le levier V. Celui-ci agit, par des renvois, sur un secteur W qui entraîne le levier de manœuvre vers la position d'arrêt : le ralentissement du treuil est donc ainsi obtenu automatiquement. Quand le mécanicien n'a pas arrêté complètement la cage à son arrivée à la recette, un doigt X fixé au curseur agit sur le déclic Y qui déclanche l'interrupteur automatique Z et détermine le serrage des deux freins. Un bouton Z' placé sur la poignée du levier de manœuvre permet de le rendre indépendant des secteurs W produisant le ralentissement automatique.

Le schéma des connexions électriques est donné par la figure 5. Les courants triphasés à haute tension (5 000 volts) passent par un coupe-circuit et un interrupteur tripolaire placés dans la fosse du treuil, puis aboutissent au primaire du transformateur. L'interrupteur à haute tension est commandé par une chaîne Galle depuis la plate-forme. Ce dispositif est nettement visible sur la figure 2, ainsi que l'emplacement du transformateur. Le secondaire

de cet appareil à l'une de ses bornes reliée directement au rhéostat : les deux autres bornes sont reliées à l'interrupteur bipolaire de fin de course placé sur l'indicateur de position. Après avoir traversé cet appareil, les courants de ces deux phases traversent l'ampèremètre et le relais de l'indicateur de sens et vont au rhéostat. De là, la ligne triphasée aboutit au stator du moteur asynchrone, après avoir traversé l'inverseur bipolaire placé à côté du rhéostat.

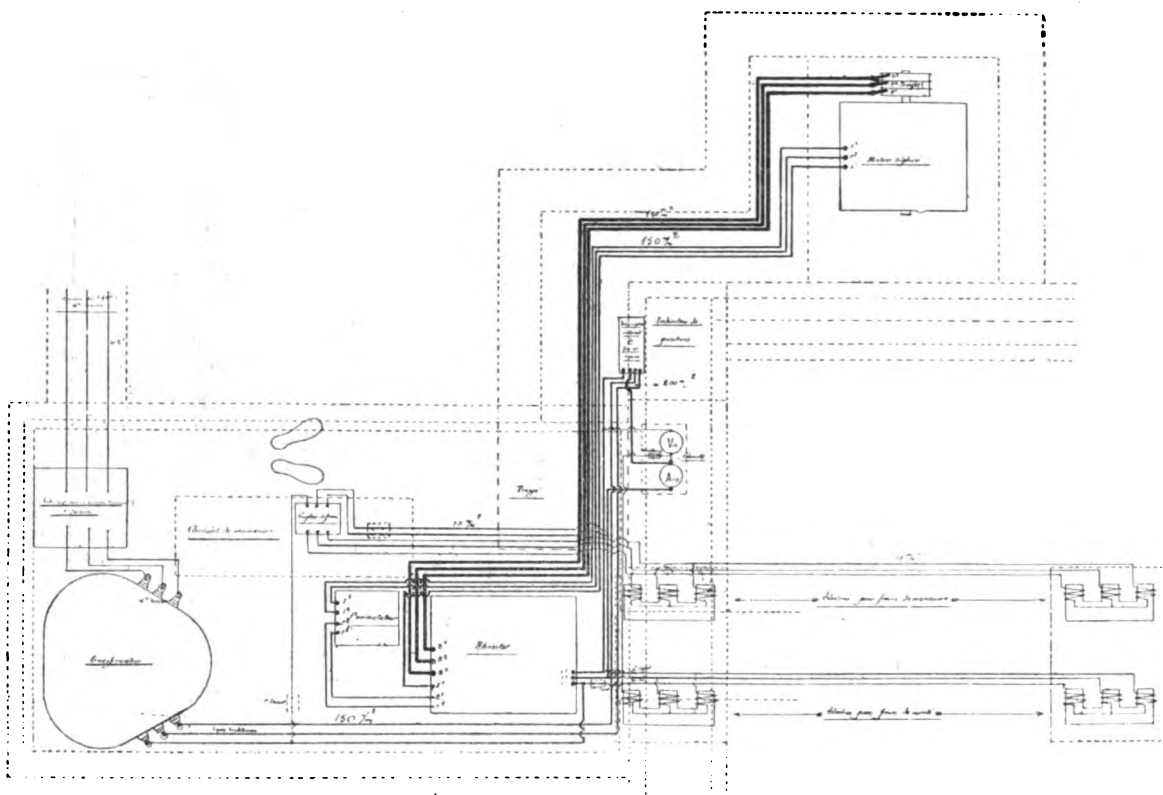


Fig. 5. — Schéma des connexions électriques.

Trois conducteurs relient le rotor du moteur au rhéostat. Les quatre solénoïdes de frein sont branchés sur deux phases à 200 volts, après l'interrupteur, et sur une phase avant l'interrupteur. Les solénoïdes des freins de sûreté sont toujours sous courant tant que le circuit du transformateur n'est pas interrompu et que l'interrupteur bipolaire est fermé. Les solénoïdes du frein de manœuvre ne sont excités que quand l'interrupteur du levier de manœuvre est fermé, c'est-à-dire quand celui-ci est en position de marche. Le sens de rotation est indiqué par des lampes branchées sur un relais intercalé sur la troisième phase, comme l'indique le schéma.

Dans la machine d'extraction des mines de Lens, le rhéostat est métallique et est muni de touches de contact sur lesquelles se déplacent des balais frotteurs portés par un bras mobile. Dans d'autres machines d'extraction plus puissantes, directement alimentées en courants triphasés, la Société Alsacienne a employé parfois des rhéostats liquides dont l'établissement offre quelque intérêt.

L'un de ces appareils, employé dans la machine d'extraction de la Grand Combe avec un moteur asynchrone triphasé de 130 chevaux en service normal, est représenté par les figures 6

et 7. Cet appareil est complètement enfermé dans une caisse en fonte : il se compose de deux bacs contenant le liquide et de plaques de tôle découpées en forme de secteurs cir-

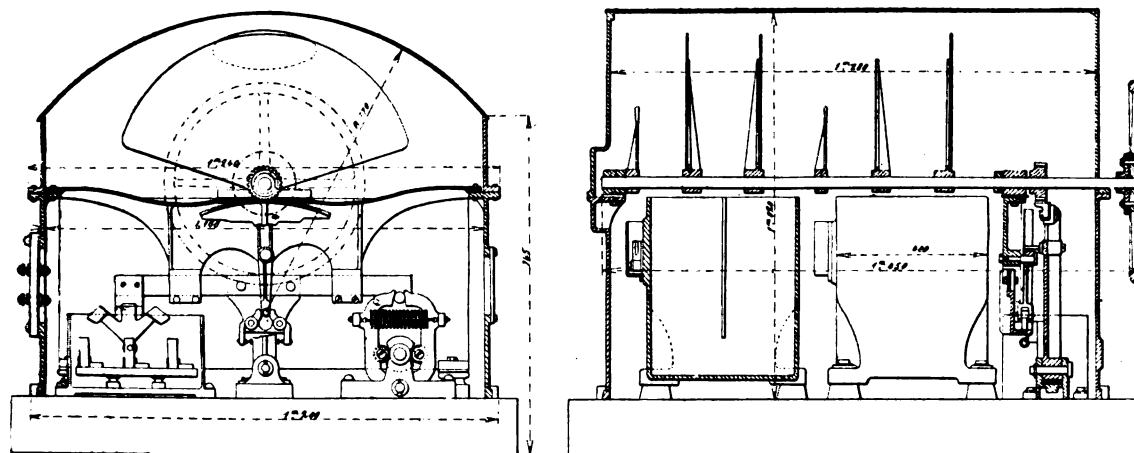


Fig. 6 et 7. — Rhéostat liquide de réglage.

culaires fixées à des bras clavetés sur l'arbre du rhéostat. L'appareil est muni d'un commutateur-inverseur triple à huile intercalé dans le circuit du stator du moteur triphasé. La figure 8 indique le schéma des connexions.

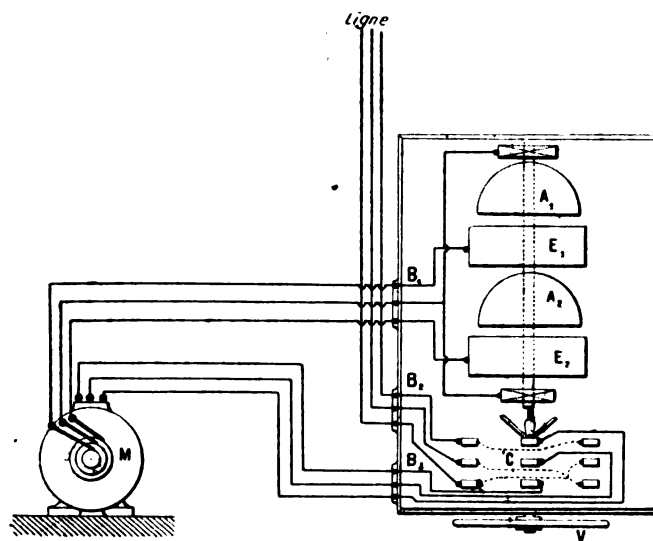


Fig. 8. — Schéma des connexions.

La manœuvre du rhéostat est effectuée au moyen d'un volant à main claveté sur l'arbre qui supporte les secteurs en tôle. En tournant ce volant, on fait d'abord plonger les tôles dans les bacs correspondants : à un moment donné, le commutateur-inverseur se ferme et permet au courant d'atteindre le stator du moteur : suivant que l'on a manœuvré le volant vers la droite ou vers la gauche, le moteur tourne dans un sens ou dans l'autre.

Pour assurer de bons contacts pendant la pleine marche, on a établi, perpendiculairement à l'arbre du rhéostat, un levier en bronze pour chaque bac, destiné à mettre celui-ci en

court-circuit, lorsque la période de démarrage est terminée. Les leviers en bronze frottent sur des secteurs placés dans un bain d'huile.

Les bacs en fonte sont remplis d'une solution de soude dont on fait varier la densité suivant la tension des courants d'alimentation et le couple de démarrage nécessaire.

Un dispositif spécial est adjoint au rhéostat et se compose de deux leviers articulés formant mâchoires, avec ressort de rappel (fig. 6). Entre ces deux mâchoires se déplace une came de forme déterminée invariablement liée au frein mécanique. Cette came se place verticalement quand le frein est serré. Le commutateur inverseur est ramené à la position neutre (arrêt) dès que l'on serre le frein mécanique, quelle que soit d'ailleurs la position des tôles par rapport au liquide, par le jeu des mâchoires qui, devenues libres quand la came est verticale, ont une tendance à se rapprocher sous l'action du ressort et ramènent, à l'aide d'un tourillon, la barre horizontale qui commande l'inverseur. Une fois cet appareil à la position d'arrêt, il est impossible d'envoyer les courants triphasés, en sens inverse, dans le moteur avant d'avoir préalablement manœuvré l'arbre du rhéostat de façon à sortir les tôles du liquide. Toute fausse manœuvre nuisible du moteur est ainsi évitée.

(A suivre.)

R. DE VALBREUZE.

TRAMWAYS ÉLECTRIQUES DES ENVIRONS DE ROME

Un nouveau réseau de tramways électriques, desservant les environs de Rome, a été ouvert dernièrement à l'exploitation. Ce réseau, équipé par la Compagnie Thomson-Houston,

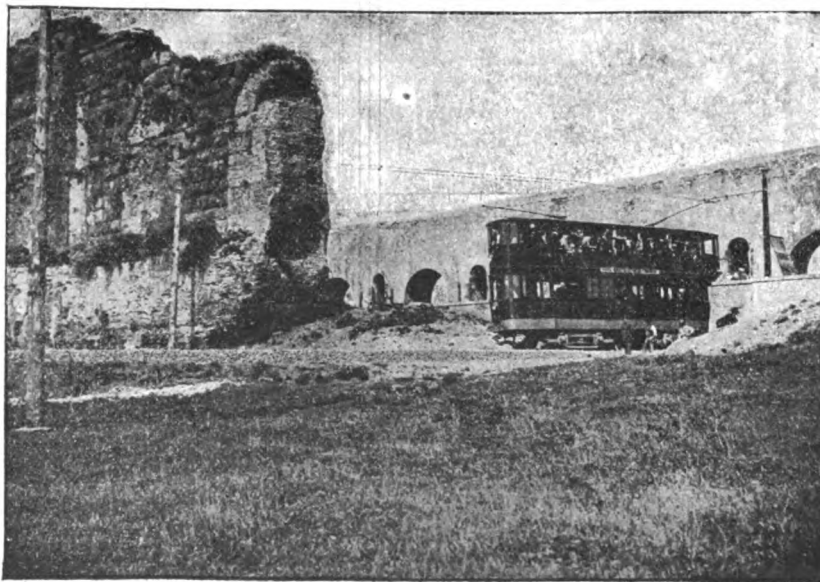


Fig. 1.

présente une longueur totale de 42 kilomètres répartie en trois lignes : l'une allant de Rome à Grotta-Ferrata, la deuxième de Frascati à Genzano et la troisième de Squarciarelli à Rocca di Papa.

La première ligne (Rome à Grotta Ferrata) est de beaucoup la plus étendue ; elle part de la place située près de la gare du chemin de fer et sort de Rome par une porte spéciale percée à côté de la porte Saint-Jean : de là elle se développe en partie le long de larges routes, en partie en siège propre, traverse sur un pont le chemin de fer de Rome à Marino-Albano, passe sous l'aqueduc de Claude (fig. 1), traverse la ligne de Rome à Naples et descend par une rampe rapide jusqu'à la Villa Seni. Jusque-là la ligne présente une rampe continue depuis son point de départ. A partir de la Villa Seni, cette rampe devient beaucoup plus forte pour la traversée des monts Albin et la voie, établie sur siège propre, est obligée de faire un détour de 2 kilomètres et demi (fig. 2). Dans cette partie du trajet, la ligne présente des rampes atteignant 5,6 % et des courbes de faible rayon.

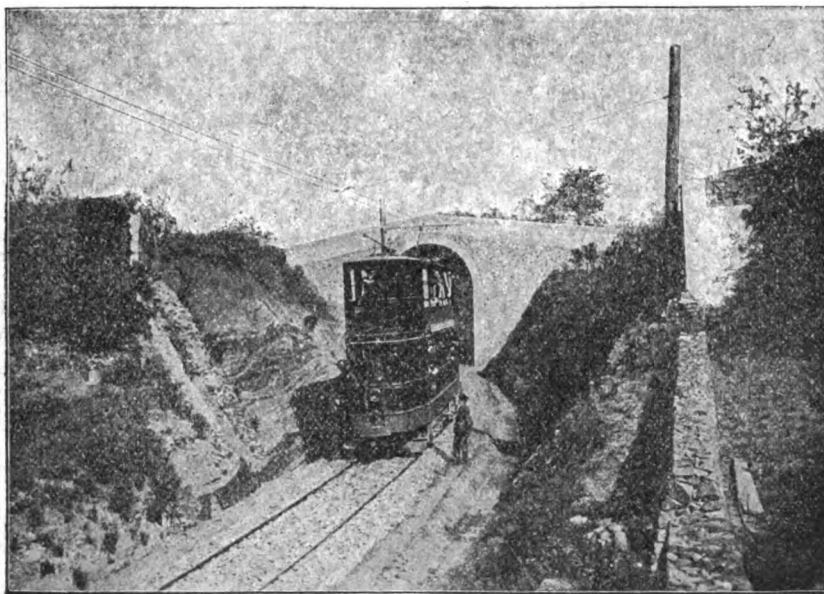


Fig. 2. — Tranchée du Borghetto.

A Grotta Ferrata, point terminus de la première ligne, se raccorde une ligne transversale aboutissant d'une part à Frascati, à 30 mètres d'altitude, et d'autre part à Genzano, à 450 mètres d'altitude. L'altitude du point de départ de la première ligne (place Ternimi) est de 50 mètres ; on voit que la différence de niveau est relativement importante.

La deuxième ligne passe également en partie sur route et en partie sur siège propre : elle traverse Squarciarelli, Maximo et sa forêt célèbre (fig. 3), Castelgondolfo, contourne le lac d'Albano et aboutit à Genzano. Les rampes ne dépassent pas 2,8 % et les courbes sont moins accentuées que sur la première ligne.

Enfin la troisième ligne est constituée par un embranchement qui se raccorde à la deuxième ligne au voisinage de Squarciarelli et qui aboutit à Rocca di Papa, après un trajet de 3 kilomètres et demi en siège propre, présentant une rampe de 5 à 5,4 %. L'altitude du point terminus est de 527 mètres ; en ce point un funiculaire de 330 mètres de longueur avec une rampe moyenne de 38,5 % conduira le voyageur à l'altitude de 627 mètres.

Tout le réseau est à voie unique ; cette voie est établie en rails Phœnix de 45 kilogrammes par mètre courant dans les villes et en rails Vignole de 28 kilogrammes dans la campagne.

...

L'écartement est normal (1 445 millimètres); le rayon minimum des courbes est de 25 mètres.

La voie est desservie par un fil de trôlet aérien à double fil. Le retour du courant est effectué par les rails de roulement, éclissés à cet effet au moyen de connexions flexibles en cuivre de 70 millimètres carrés de section et 225 millimètres de briques placées sous les éclisses de fer. La ligne aérienne de service est constituée par deux fils de 9^{mm},25 de diamètre supportés par des consoles fixées à des poteaux de bois. Dans les villes, les poteaux sont métalliques.

Le fil de trôlet est alimenté en cinq points, par une station génératrice et par trois sous-stations. La station génératrice, située à Porta Pia, alimente par un feeder la section de voie comprise dans la ville de Rome. Les trois sous-stations, situées à Ciampino, à San Giuseppe

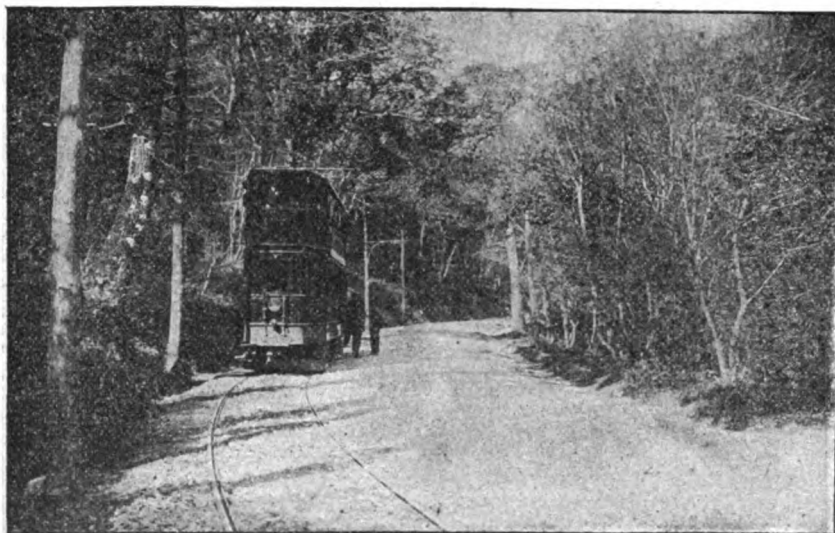


Fig. 3.

et à Albano, alimentent le reste de la ligne au moyen de groupes moteurs-générateurs convertissant en courant continu à 650 volts les courants triphasés à 10 000 volts et 42 périodes provenant de l'usine génératrice de Tivoli. La sous-station de Ciampino alimente la ligne en deux points distants de 9 kilomètres, le second point lui étant relié par un feeder sur lequel est intercalé un survolteur.

L'usine génératrice hydro-électrique de Tivoli, située au pied de la montagne de ce nom, transmet l'énergie électrique par deux lignes triphasées formées chacune par 3 fils de 5 millimètres de diamètre et fonctionnant en général en parallèle. Ces lignes sont supportées par des poteaux en bois et aboutissent, après un trajet de 25 kilomètres, à la sous-station de Ciampino. De là une ligne simple transmet les courants triphasés à la sous-station de San Giuseppe, située à 6 kilomètres, puis à celle d'Albano, distante encore de 6 kilomètres. Par suite de la fréquence des orages, on a muni les lignes de deux équipements de parafoudres, un équipement de parafoudres Wirt à cylindres métalliques et un équipement de parafoudres à cornes reliés à la terre par l'intermédiaire de résistances liquides.

A la sous-station de Ciampino, la ligne traverse un disjoncteur à maxima à action différée, dont le times relais est réglé pour 20 secondes, puis un interrupteur général à huile fonc-

tionnant comme disjoncteur automatique à action instantanée. C'est après cet appareil que se fait le départ de la ligne alimentant les deux autres sous-stations.

La sous-station de Ciampino contient deux groupes convertisseurs composés chacun d'un moteur synchrone triphasé à dix pôles de 240 kilowatts à 8500 volts et 516 tours par minute et d'une dynamo génératrice à courant continu de 200 kilowatts à 650 volts et 516 tours. Une batterie tampon de 300 éléments Union fonctionne en parallèle avec les génératrices. En outre, la sous-station contient deux groupes survolteurs desservant le feeder de 9 kilomètres et constitués chacun par un moteur à courant continu et une génératrice série de 0 à 300 volts, 150 ampères. Un enroulement shunt, disposé sur l'induit de cette génératrice, permet de l'employer pour charger à fond la batterie d'accumulateurs. Enfin, comme groupe de

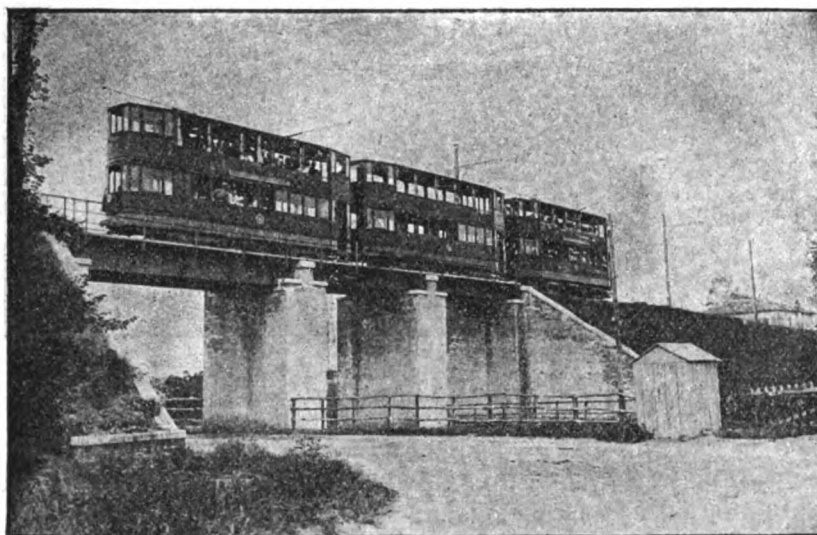


Fig. 4.

réserve, la sous-station contient un groupe hydro-électrique composé d'une dynamo à courant continu à 650 volts et d'une turbine alimentée par une conduite forcée recevant de l'eau de Grotta Ferrata sous une pression de 10 kilogrammes.

Les deux sous-stations de San Giuseppe et d'Albano contiennent chacune deux groupes convertisseurs de 125 kilowatts; chacun d'eux comprend un moteur synchrone à 8 pôles de 150 kilowatts à 8500 volts et 645 tours et une dynamo génératrice tétrapolaire à courant continu de 125 kilowatts sous 650 volts; une batterie tampon formée de 325 éléments Union de 450 ampère-heures complète l'équipement de chaque sous-station, avec un survolteur de 0 à 300 volts et 100 ampères.

L'exploitation est assurée au moyen de 12 voitures à impériale (8 automotrices et 4 remorques) contenant 82 voyageurs (fig. 4) et 16 voitures sans impériale (fig. 5).

Les voitures à impériale ont 12 mètres de longueur et reposent sur deux bogies. Chacun des quatre essieux est muni d'un moteur de 60 chevaux commandé par le système à unités multiples Thomson-Houston; le rapport des engrenages est de 3,42. Les freins sont à air comprimé. L'équipement électrique (contracteurs, inverseurs, résistances, etc.) est disposé sous le châssis de la voiture au milieu de celle-ci entre les bogies. Deux postes de commande, à l'avant et à l'arrière de la voiture, contiennent les différents appareils de manœuvre:

et de réglage; un commutateur permet, en cas d'avarie à l'un des moteurs, de mettre hors circuit les deux moteurs d'un bogie. Un compresseur à air et des fanaux électriques à arc complètent l'équipement.

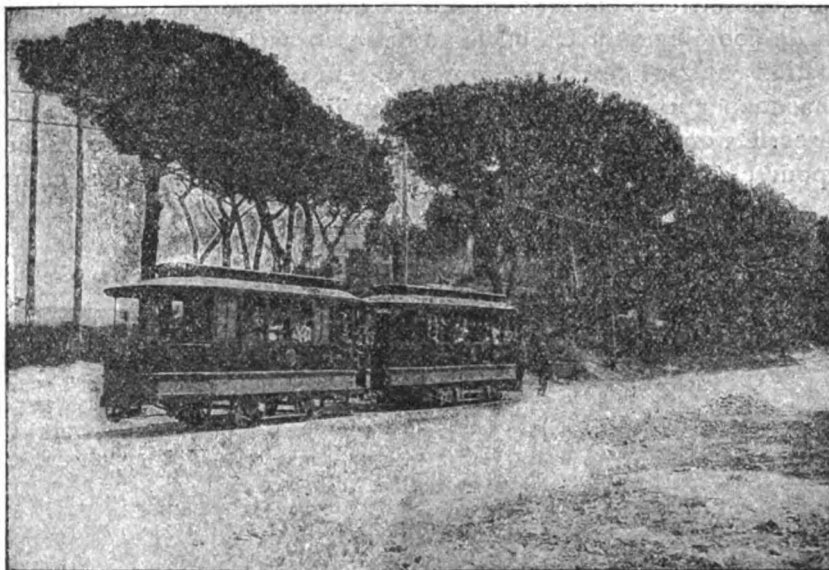


Fig. 5.

Les petites voitures sont équipées avec deux moteurs de 60 chevaux; elles sont affectées, en général, au service de la deuxième ligne, entre Frascati et Genzano, et au service de la troisième ligne aboutissant à Roca di Papa.

A. SOLIER.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la détermination expérimentale du rapport des unités électriques. — L. Rayleigh. — *The Electrician*, 7 septembre 1906.

L'auteur rappelle qu'une discussion sur les déterminations principales de la grandeur ρ a été reproduite par H. Abraham dans les rapports du congrès de Physique de Paris (1900).

Sans revenir sur les points principaux de celle-ci, il suggère une ou deux méthodes pour cette détermination.

Les méthodes les plus généralement admises reposent sur la construction d'un condensateur ou d'un électromètre dont on peut calculer, en unités électrostatiques, la capacité ou le potentiel. La

première méthode est celle qui présente le plus d'avantages: dans celle-ci, on compare deux courants au moyen d'un galvanomètre. Le premier est celui que produit une f. é. m. donnée dans une résistance de valeur connue en unités électromagnétiques; le second est le courant intermittent dû à la même f. é. m. chargeant n fois par seconde un condensateur dont la capacité est connue en unités électrostatiques d'après les dimensions. La comparaison peut être faite au moyen d'un pont de Wheatstone.

Il y a, toutefois, un ou deux points douteux. Il est essentiel que le commutateur par l'action duquel le condensateur est périodiquement chargé et déchargé n'introduise aucune f. é. m. Un point

encore plus douteux réside dans le fonctionnement du galvanomètre. On suppose que cet appareil indique exactement la valeur *moyenne* du courant, que celui-ci soit continu ou intermittent. La principale erreur à craindre, provenant d'une position quelque peu oblique de l'aiguille et de son aimantation temporaire sous l'effet de courants de charge, peut être éliminée par une inversion de la batterie. Mais est-il certain que l'aimantation axiale reste constante, même quand cet axe est rigoureusement perpendiculaire aux forces magnétiques dues aux courants ?

Une autre question est relative aux conducteurs de jonction entre le condensateur et le reste de l'appareil. Ceux-ci peuvent avoir eux-mêmes de la capacité et il faudrait que cette capacité fût connue. C'est sur ce point qu'il y a un doute. Par exemple, avec un condensateur à cylindres concentriques, un conducteur est en contact avec la surface intérieure du cylindre intérieur. Une rupture de ce contact met le condensateur hors circuit, mais, quoique l'on fasse de l'extrémité du conducteur, sa situation électrique n'est pas la même que précédemment. Ce n'est que dans des cas très spéciaux que les capacités s'ajoutent lors du contact.

Le condensateur lui-même doit, dans la majorité des cas, être muni d'un anneau de garde. Celui-ci introduit une complication. Thomson et Scarle ont montré comment il faut tenir compte de l'anneau de garde dans le calcul de la capacité électrostatique, et comment on doit le connecter avec le pont dans les mesures électromagnétiques. Il y a aussi une petite complication provenant du fait que le potentiel n'est pas le même pour l'anneau de garde et pour la partie principale du condensateur.

L'auteur indique qu'un condensateur, assez peu différent du condensateur cylindrique, peut être arrangé de façon à dispenser non seulement de l'emploi de l'anneau de garde, mais aussi à éliminer toute question provenant de la capacité des conducteurs de jonction. Le principe est celui du condensateur variable décrit par Maxwell. On prend trois cylindres extérieurs AGD et deux cylindres intérieurs BF (fig. 1) tels que les cylindres composant deux paires aient la même longueur et que les diamètres intérieurs des cylindres extérieurs et les diamètres extérieurs des cylindres intérieurs aient une valeur rigoureuse-

ment uniforme. Une paire AB est montée sur une base isolante et reste fixe ; les autres parties sont mobiles et permettent de constituer deux condensateurs différents, comme l'indique la figure. Sur l'extrémité du cylindre B, exactement tournée, on place le disque C de même diamètre,

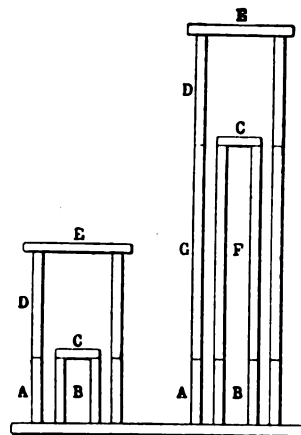


Fig. 1.

et le cylindre D est fermé de même par une plaque E. Les conducteurs sont connectés aux cylindres A et B à leurs bases. La capacité de ce condensateur et de ses conducteurs de jonction est inconnue.

Dans le second montage, on intercale la paire de cylindres FG, posés sur B et A : le disque C ferme le cylindre F au lieu de B. On réalise ainsi un second condensateur. Quoique la capacité soit inconnue, l'augmentation de capacité est exactement égale à celle des cylindres intermédiaires FG considérés comme faisant partie de condensateurs infiniment longs. En appelant l la longueur, b le plus grand rayon et a le plus petit, l'augmentation de capacité est

$$\frac{1}{2} l / \log (b/a).$$

Dans la formule approximative, la capacité électromagnétique est proportionnelle à la résistance de la branche opposée du pont de Wheatstone, de sorte que l'on n'a besoin de connaître que la *différence* des valeurs des résistances. Les résistances que l'on doit *ajouter* quand on passe d'un condensateur à l'autre peuvent être déterminées avec une exactitude parfaite.

La longueur l et le diamètre $2a$ peuvent être facilement mesurés. Le diamètre intérieur $2b$ du cylindre extérieur est moins facile à déterminer ;

et, même si l'erreur n'est pas plus grande que pour $2a$, elle serait sérieusement multipliée dans $\log(b/a)$ dont la valeur est à peu près proportionnelle à $(b-a)$. Dans le condensateur cylindrique, l'intervalle compris entre les cylindres a été jaugé avec de l'eau, comme l'ont décrit Thomson et Searle. Si l'on adopte cette façon de faire, il est inutile de mesurer b d'autre part. Si v est le volume trouvé, on a :

$$v = \pi l (b^2 - a^2)$$

$$C = \frac{1/2 l}{\log(b/a)} = \frac{l}{\log 1 + \frac{v}{\pi l a^2}}$$

ou approximativement $C = \frac{\pi l^2 a^2}{v}$.

On voit que, dans cette méthode, on détermine la quantité réellement utile, c'est-à-dire la valeur moyenne de $(b-a)$.

Dans l'exécution des mesures, on ne rencontre pas de difficultés pour l ou a . La détermination de v est plus difficile, et la principale incertitude provient de la possibilité de la présence de bulles d'air. Thomson et Searle faisaient le vide pendant la fin du remplissage : peut-être pourrait-on faire d'abord un vide suffisant et laisser pénétrer ensuite l'eau bouillie. Il serait peut-être possible, quoique probablement plus laborieux, de déterminer v d'après l'air inclus.

L'étude de la formule pour la mesure électromagnétique de la capacité, déduite d'observations faites avec le pont de Wheatstone, a été indiquée par Maxwell. D'après cette méthode, un commutateur de période T et un condensateur de capacité C sont, comme l'on sait, équivalents à une résistance R telle que $R = T/C$. Si l'on suppose que l'on ait obtenu une déviation nulle du galvanomètre d'abord avec le condensateur et le commutateur, puis avec une bobine de résistance R_1 , la quantité $T/[2]C$ est mesurée par la résistance du circuit dont la bobine R_1 fait partie et qui est complété par le reste des conducteurs y compris la batterie. La résistance R que l'on a à calculer est donc égale à R_1 ; résistance de la bobine, avec la résistance du reste du système, y compris la batterie, les extrémités de la bobine de résistance étant posées comme électrodes du système.

Si l'on emploie les notations de la figure 2 en supposant le condensateur et le commutateur

remplacés par le conducteur AC dans le pont de Wheatstone et le galvanomètre intercalé dans

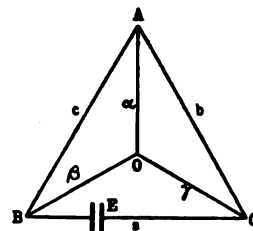


Fig. 2.

OA, et si l'on admet que la déviation du galvanomètre est nulle, la résistance d'une bobine qui, placée en AC au lieu du condensateur et du commutateur, donne une déviation nulle, est

$$b = c\gamma/\beta = R_1.$$

L'autre partie de la résistance, R_2 , est celle du système de conducteurs AO, OC, BC et OB, les points A et C étant considérés comme les électrodes. On a :

$$R_2 = \frac{\beta(c+a)(\gamma+x) + ca(\gamma+x) + \gamma x(c+a)}{(c+a)(\gamma+a) + \beta(c+a+\gamma+x)}.$$

Dans cette expression, a désigne la résistance intérieure de la batterie et de ses connexions, dont la valeur ne peut pas être déterminée avec certitude, mais, si on rend cette résistance faible par rapport aux autres, cette incertitude affecte peu la valeur de R_2 .

La valeur de la capacité du condensateur en unités électromagnétiques est

$$C = \frac{T}{[2](R_1 + R_2)}.$$

Maxwell considère qu'il n'y a pas de différence pour le galvanomètre en OA quand le bras AC contient la résistance R_1 qui donne l'équilibre ordinaire, ou bien contient le commutateur ou le condensateur, pourvu que le même courant intégral passe de A à C dans les deux cas. En considérant cette condition, on doit se rappeler que la différence de potentiel (A — C) entre A et C pour du courant continu n'est pas la même que la différence de potentiel (A' — C') par laquelle le condensateur est chargé. Cette dernière correspond à la rupture de AC, de sorte qu'aucun courant ne passe dans la branche. La condition peut être exprimée de la façon suivante :

$$\frac{\text{Capacité}}{T} (A' - C') = \frac{A - C}{R_1}$$

et l'on a à considérer la relation entre $A' - C'$ et $A - C$.

Soit E' la f. é. m. qui doit agir en R_1 pour arrêter le passage du courant. On a $E' = A' - C'$. A un autre point de vue, le courant zéro en AC peut être considéré comme l'effet résultant de deux f. é. m. indépendantes EE' agissant dans le système composé de R_1 et des autres résistances. Ainsi l'on a les relations :

$$\frac{E'}{R_1 + R_2} = \frac{A - C}{R_1}$$

$$\frac{A' - C'}{R_1 + R_2} = \frac{A - C}{R_1}$$

$$\frac{\text{Capacité}}{T} = \frac{1}{R_1 + R_2} \text{ simplement.}$$

(A suivre.)

R. R.

Recherches sur un nouvel élément présentant les propriétés du thorium. — G.-A. Blanc.
— *Physikalische Zeitschrift*, 15 septembre 1906.

L'auteur publie les résultats des recherches effectuées par lui depuis deux ans sur la partie constitutive radioactive des sédiments de sources thermales d'Echaillon et de Salins-Moutiers (Savoie).

L'activité induite des produits séparés par l'auteur présentait d'une façon très nettement marquée le caractère de l'activité induite du thorium, et diminuait de moitié en onze heures environ. Pour les hydrates actifs séparés de la boue, l'auteur a trouvé comme constante de diminution de l'activité le chiffre 0,0070 : dans des expériences comparatives, il a trouvé pour le thorium $\lambda = 0,00696$; d'autre part Rutherford a trouvé pour la constante de diminution de l'activité la valeur $\lambda = 0,0072$.

De même, les expériences comparatives faites sur l'émanation du thorium et sur l'émanation des produits d'Echaillon ont donné des résultats absolument concordants ; pour la constante l'auteur a trouvé les valeurs $\lambda = 0,0115$ pour le thorium et $\lambda = 0,0108$ pour les produits de l'Echaillon ; avec d'autres échantillons de boues, l'auteur a trouvé $\lambda = 0,0120$. La concordance est donc bonne.

Des expériences furent faites aussi par l'auteur sur l'activité induite par une longue action de l'émanation. Pour cela, il prit d'abord deux feuilles d'étain reliées au pôle négatif d'une pile.

L'une d'elles fut laissée pendant trois jours sous une cloche de verre contenant un milligramme d'hydrate séparé des échantillons de boue ; l'autre feuille était placée dans une autre cloche de verre contenant environ dix grammes d'hydrate de thorium. Au bout de ce temps, l'auteur détermina au moyen d'un électromètre la variation de l'activité des deux feuilles. Au bout de quelques heures, pendant lesquelles l'activité des deux feuilles s'était maintenue à peu près constante, celle-ci commença à diminuer et présenta l'allure caractéristique de ce genre de phénomènes, c'est-à-dire diminua de moitié en des temps égaux, onze heures environ.

En calculant la valeur de la constante λ figurant dans la formule $J_t = J_0 e^{-\lambda t}$, l'auteur a trouvé le chiffre de 0,0624 pour la feuille activée par la présence d'hydrates provenant des sédiments, et 0,0618 pour la feuille activée au moyen d'hydrate de thorium. Les courbes tracées montrent nettement l'identité des deux phénomènes.

De même, pour déterminer l'activité induite par une action de courte durée de l'émanation, l'auteur a fait des expériences analogues aux précédentes, avec deux feuilles d'étain. La concordance trouvée est encore remarquable, et les courbes obtenues se recouvrent.

L'auteur a séparé le thorium A du thorium B d'après la méthode de Miss Slater avec une feuille de platine soumise pendant longtemps à l'émanation, puis portée au rouge incandescent pour éliminer le thorium A plus volatil que le thorium B. Les valeurs ainsi trouvées pour la constante du thorium B ont été les suivantes : pour le thorium $\lambda = 0,01084$; pour les hydrates séparés des boues $\lambda = 0,1083$. La concordance est remarquable.

Comme on le voit d'après les résultats qui précèdent, la radioactivité des produits séparés des sédiments des sources chaudes de l'Echaillon présente des propriétés absolument identiques à celles des sels du thorium, mais il y a une différence essentielle, c'est que la force radioactive des produits étudiés est incomparablement plus considérable que celle des produits du thorium : il est donc impossible d'attribuer l'activité de ces produits à la présence de thorium. L'auteur a donc été conduit à l'hypothèse que les sels ordinaires de thorium doivent leur activité au fait qu'ils contiennent des traces de ce nouvel élément, que contiennent les sédiments des

sources chaudes de l'Échaillon. Probablement, c'est la grande similitude des propriétés chimiques caractéristiques de cet élément et de celles des sels du thorium qui rend difficile sa séparation d'avec ces sels. L'auteur, avec la collaboration du D^r Angelucci, a pu prouver qu'il en est bien ainsi, car, en partant de quelques kilogrammes de nitrate de thorium, il est parvenu à séparer des produits qui, à poids égal, présentaient une activité et un pouvoir d'émanation 5 000 fois plus considérables que l'activité et le pouvoir d'émanation d'une quantité correspondante de sel de thorium (hydrate de thorium en équilibre radioactif préparé en partant du même nitrate). C'est la preuve directe que les sels de thorium ordinaires doivent leur activité à la présence de traces d'un élément très fortement actif. Cet élément est évidemment du radiothorium, que Hahn a montré être le principe actif du thorium ordinaire.

B. L.

Sur la radiation du radiotellure. — B. Kucera et B. Masek. — *Physikalische Zeitschrift*, 15 septembre 1906.

Les auteurs ont étudié le pouvoir de pénétration des rayons α du radiotellure dans les métaux et dans les gaz, ainsi que l'ionisation produite par ces rayons et leurs absorptions. Les résultats de leurs expériences peuvent être résumés de la façon suivante :

1° L'absorption des rayons α du radiotellure dans les métaux et les gaz, étudiée d'après la méthode de Pragg, varie exactement comme l'absorption des rayons α du radium et de ses produits.

2° Le pouvoir d'absorption (stopping power) est approximativement proportionnel à la racine carrée moyenne du poids atomique et a presque la même valeur que pour le radium C. Il est très vraisemblable que le facteur de proportionnalité croît un peu avec le poids atomique.

3° Dans un seul et même gaz (air) les pénétrations des rayons α correspondant aux mêmes vitesses sont proportionnelles aux pressions (densités).

4° Dans différents gaz (air, O², CO²) les régions d'ionisation correspondant aux mêmes vitesses des rayons α sont, d'une façon très exacte, inversement proportionnelles aux racines carrées des poids atomiques.

5° La méthode de mesure employée par M. Curie et par Rutherford est peu appropriée à la détermination de constantes physiques sur l'absorption des rayons α , car il s'agit d'un mélange de rayons α possédant des vitesses très différentes.

6° L'absorption des rayons α varie avec leur vitesse et est vraisemblablement proportionnelle à celle-ci.

7° La relation entre le pouvoir d'absorption des atomes et la racine carrée du poids atomique est la même dans les métaux et le gaz et n'est pas influencée par l'état d'agrégation de la matière.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Le court-circuit brusque des alternateurs (fin) (1). — F. Punga. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 6 septembre 1906.

Les deux premiers résultats ont été vérifiés par une expérience pratique. Hobart et l'auteur ont eu l'occasion d'étudier exactement les effets d'un court-circuit brusque sur un alternateur de 5 000 kilovolts-ampères. Cette machine avait 20 pôles et, à tension normale, un flux de 15 200 unités. Le flux nécessaire pour compenser la self-induction de l'induit était $M_s = 750$ unités; les ampère-tours inducteurs F pour un courant de court-circuit égal au courant de pleine charge avaient été déterminés par un essai et avaient pour valeur 4 800 ampère-tours. Par ces ampère-tours, un flux de 1 400 unités était produit entre pôles par la dispersion. On a donc

$$M_r + M_s = 1,4 + 0,75 = 2\,150 \text{ unités.}$$

Le plus grand accroissement des ampère-tours d'excitation a lieu lorsque la machine, excitée pour la pleine charge, est brusquement court-circuitée :

$$\begin{aligned} i_s &= \frac{15,2}{2,15} \cdot 4\,800 \\ &= 34\,000 \text{ ampère-tours inducteurs.} \end{aligned}$$

Chaque pôle portant 63 tours et le courant normal d'excitation étant de 185 ampères, le

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 6 et 13 octobre 1906, pages 22 et 61.

courant d'excitation devait monter brusquement de 185 à

$$185 + \frac{34\,000}{63} = 185 + 540 = 725 \text{ ampères.}$$

Pour différentes excitations, on observa, avec un appareil Desprez d'Arsonval, les valeurs indiquées sur la figure 2 : la ligne ponctuée représente environ la moyenne ; pour une excitation

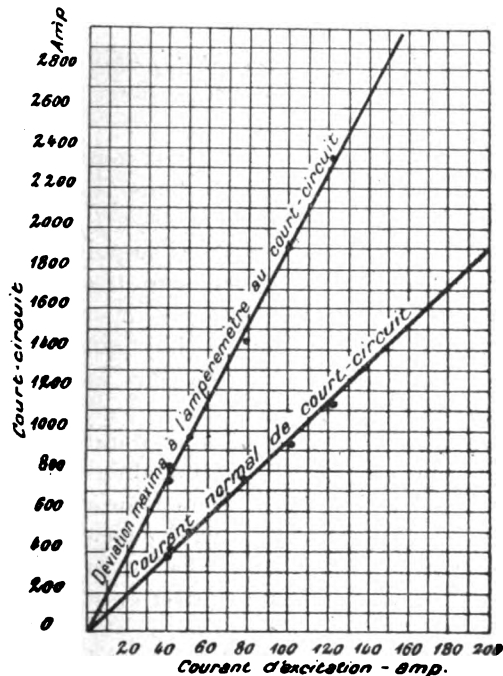


Fig. 2.

normale de 185 ampères, la plus grande déviation atteignit 650 ampères, c'est-à-dire une valeur un peu inférieure à la valeur calculée. La figure 3 représente la relation entre l'excitation, le courant normal de court-circuit et le courant maximum de court-circuit mesurés avec un ampèremètre thermique.

On voit que le courant de court-circuit brusque a seulement une valeur double de la valeur normale du courant de court-circuit, tandis que, d'après le calcul, il devrait avoir une valeur

$$\frac{M_o}{M_f + M_i} = \frac{15,2}{2,06} = 7$$

fois le courant de pleine charge, c'est-à-dire que l'on a observé un courant égal à 4,9 fois le courant de pleine charge au lieu de 7 fois ce courant, comme l'indique la formule. La différence doit provenir de l'inertie de l'appareil thermique

employé. Le courant de court-circuit fut aussi enregistré au moyen d'un ondographe Siemens ; les courbes présentent une décroissance progressive de courant du stator ; la valeur finale du courant de court-circuit est 2,5 à 2,8 fois plus petite que la valeur initiale. Un grand nombre d'autres mesures instantanées ont montré l'existence de phénomènes anormaux, tels que l'accroissement du courant du stator dans le premier quart de période.

Ces expériences montrent nettement que les

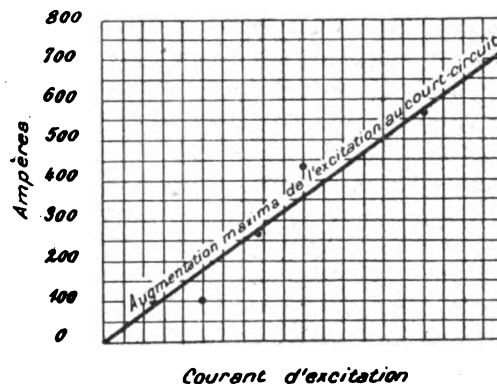


Fig. 3.

surcharges élevées des enroulements statorique et rotorique, calculées théoriquement, existent bien réellement. Il est donc rationnel, dans tous les cas où des court-circuits fréquents sont inévitables, dans les industries chimiques par exemple, d'adopter un mode de fixation très solide pour les têtes des bobines, empêchant un déplacement de celles-ci. Quand on emploie des canaux en micanite, il faut prêter une grande attention aux points où ceux-ci sortent des encoches, car il y a un grand danger à ce qu'ils soient détériorés en ces points. La forme des canaux en micanite est également importante : dans des encoches longues et minces, les canaux ne se plient pas aussi facilement que dans des encoches peu profondes.

Il y a d'autres conditions à remplir aussi quand il peut se produire, sur l'alternateur, un court-circuit brusque. L'excitatrice se trouvant très fortement surchargée par l'augmentation du courant inducteur, son flux inducteur peut être complètement annulé et ses pôles désaimantés. Si les balais sont calés assez loin de la zone neutre, les contre-ampère-tours de l'induit ont une valeur égale 20 ou 25 % des ampère-tours inducteurs

de l'excitatrice. Si le courant d'excitation quadruple ou sextuple brusquement, la valeur des contre-ampère-tours quadruple ou sextuple aussi, tandis que les ampère-tours inducteurs diminuent par suite de la chute de tension ; il peut en résulter l'annulation du flux inducteur.

Comme protection contre cet effet, il est bon d'employer un calage de balais très voisin de la zone neutre, d'adopter un nombre relativement élevé d'ampère-tours inducteurs à toutes les charges, c'est-à-dire régler le courant d'excitation de l'alternateur au moyen de rhéostats en série sur le circuit d'excitation et non au moyen du rhéostat de champ de l'excitatrice. Cela a, en outre, l'avantage que le courant inducteur diminue plus vite par suite de l'accroissement de résistance ohmique. Dans ces conditions, la désaimantation de l'excitatrice se produira beaucoup plus difficilement.

En terminant, l'auteur indique encore un point théorique : dans les formules établies pour le courant d'excitation brusque apparaît le rapport $M_e F / (M_f + M_e)$. Si l'exactitude de cette formule était prouvée par un grand nombre d'expériences, on pourrait, inversement, tirer de la valeur maxima du courant d'excitation mesuré une conclusion relative à $(M_f + M_e)$; en d'autres mots, la dispersion de l'induit et de l'inducteur pourrait être déterminée d'une façon simple. Le court-circuit brusque présenterait une nouvelle méthode expérimentale pour étudier les propriétés d'un alternateur.

Un certain nombre d'autres expériences semblent d'une grande utilité, parmi lesquelles l'auteur cite les suivantes :

1° L'alternateur en série avec différentes bobines de réactance est court-circuité brusquement : si l'on porte en abscisses la self-induction et en ordonnées les valeurs réciproques du courant d'excitation maximum, la courbe obtenue devrait être une droite coupant l'axe des abscisses du côté négatif. Cet essai permettrait un contrôle exact des formules établies.

2° L'alternateur est excité par une machine série travaillant à très faible saturation. Le plus grand courant d'excitation devrait être, dans ce cas, un peu plus grand seulement que dans le cas où l'excitation est assurée par une machine shunt, mais la diminution du courant d'excitation serait très lente.

3° L'emploi de différentes valeurs de la réac-

tance dans le circuit inducteur permettrait de tirer des conclusions utiles sur la self-induction totale de l'alternateur.

Si l'on considère qu'il n'existe jusqu'à présent aucune méthode exacte permettant de séparer la self-induction de l'alternateur de la réaction d'induit, ces essais méritent qu'on y prête attention, quoique leurs bases ne soient pas encore bien établies.

R. V.

Commutation au démarrage dans les moteurs monophasés — M. Latour. — *Electrical World*, 8 septembre 1906.

Dans un article précédent (1), la commutation au démarrage dans le moteur monophasé muni de jonctions résistantes a été discutée à deux points de vue différents : d'abord au point de vue de la quantité *moyenne* de chaleur dégagée par seconde par centimètre carré sous la surface du balai ; ensuite au point de vue de la quantité de chaleur dégagée par seconde par centimètre carré aux bords du balai.

En ce qui concerne le premier point de vue, l'auteur renvoie aux formules établies pour le cas où le balai a la largeur d'une lame et de trois lames et ajoute la formule relative au cas où le balai a la largeur de deux lames.

Soient : S la surface de contact entre le balai et le collecteur ;

ρ la résistance par centimètre carré de surface de contact ;

I le courant passant par le balai ;

e la f. é. m. produite par la variation du champ alternatif du moteur entre deux lames successives sous le balai ;

β le rapport entre la résistance de la totalité des jonctions reliant l'enroulement au balai (c'est-à-dire la résistance r d'une jonction quand le balai couvre une lame, la résistance $r/2$ de deux jonctions en parallèle quand le balai couvre deux lames, la résistance $r/3$ de trois jonctions quand le balai couvre trois lames, etc.) et la résistance ρ/S du contact entre le balai et le collecteur.

La quantité moyenne de chaleur q dégagée par seconde par centimètre carré sous le balai est la somme de q_i , produite par le courant de ligne, et q_j , produite par le courant de court-circuit.

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 19 mai 1906, page 266.

Quand le balai a successivement la largeur d'une, deux, ou trois lames, les valeurs de q_i sont respectivement les suivantes :

$$q_i = \rho \left(\frac{1}{S} \right)^2 \cdot \frac{1}{2} \int_0^1 \frac{x \left[x - \frac{1+\beta}{\beta} \right]^2}{\left[x^2 - x - \frac{1}{2\beta} \right]^2} dx$$

$$= \rho \left[\frac{1}{S} \right]^2 \cdot f_1(\beta)_I$$

$$q_i = \rho \left[\frac{1}{S} \right]^2 \cdot \frac{1}{[2+3\beta]^2}$$

$$\left[4(1+\beta)^2 \int_0^1 \frac{x \left(x - \frac{1+\beta}{\beta} \right)^2}{\left[x^2 - x - \frac{2(1+\beta)}{\beta(2+3\beta)} \right]^2} dx \right.$$

$$+ 2\beta^2 \int_0^1 \frac{\left[x^2 - x - \frac{1+\beta}{\beta^2} \right]^2}{\left[x^2 - x - \frac{2(1+\beta)}{\beta(2+3\beta)} \right]^2} dx \left. \right]$$

$$= \rho \left[\frac{1}{S} \right]^2 \cdot f_1(\beta)_{II}$$

$$q_i = \rho \left[\frac{1}{S} \right]^2 \cdot \frac{3}{2(1+2\beta)^2}$$

$$\left[[1+\beta]^2 \int_0^1 \frac{x \left(x - \frac{1+\beta}{\beta} \right)^2}{\left[x^2 - x - \frac{3(1+\beta)}{2\beta(1+2\beta)} \right]^2} dx \right.$$

$$+ \beta^2 \int_0^1 \frac{\left(x^2 - x - \frac{1+\beta}{\beta^2} \right)^2}{\left[x^2 - x - \frac{3(1+\beta)}{2\beta(1+2\beta)} \right]^2} dx \left. \right]$$

$$= \rho \left[\frac{1}{S} \right]^2 \cdot f_1(\beta)_{III}$$

On voit que la quantité de chaleur q_i est égale à la quantité usuelle de chaleur dégagée sous le balai quand on emploie des jonctions non résistantes, multipliée par un certain coefficient numérique $f_1(\beta)$. La quantité de chaleur actuellement dégagée correspond à une densité efficace du courant de ligne $(1/S) \sqrt{f_1(\beta)}$.

La quantité moyenne de chaleur q_j produite par seconde par centimètre carré par le courant de court-circuit a les valeurs suivantes, quand

le balai a la largeur d'une, deux et trois lames :

$$q_j = \frac{e^2}{\rho} \cdot \frac{1}{4\beta^2} \int_0^1 \frac{x(x-1)}{\left[x^2 - x - \frac{1}{2\beta} \right]^2} dx = \frac{e^2}{\rho} \cdot f_2(\beta)_I$$

$$q_j = \frac{4e^2}{\rho} \cdot \frac{1}{4\beta^2} \left[\int_0^1 \frac{x \left(x - \frac{3(1+\beta)}{2+3\beta} \right)^2}{\left[x^2 - x - \frac{2(1+\beta)}{\beta(2+3\beta)} \right]^2} dx \right.$$

$$+ \frac{2}{(2+3\beta)^2} \int_0^1 \frac{\left(x - \frac{1}{2} \right)^2}{\left[x^2 - x - \frac{2(1+\beta)}{\beta(2+3\beta)} \right]^2} dx \left. \right]$$

$$= \frac{[2e]^2}{\rho} \cdot f_2(\beta)_{II}$$

$$q_j = \frac{9e^2}{\rho} \cdot \frac{1}{6} \left[\frac{1}{\beta^2} \int_0^1 \frac{x \left(x - \frac{2(1+\beta)}{1+2\beta} \right)^2}{\left[x^2 - x - \frac{3(1+\beta)}{2\beta(1+2\beta)} \right]^2} dx \right.$$

$$+ \frac{1}{9(1+\beta)^2} \int_0^1 \frac{\left[x^2 - x - \frac{3(1+\beta)}{\beta(1+2\beta)} (1-x) \right]^2}{\left[x^2 - x - \frac{3(1+\beta)}{2\beta(1+2\beta)} \right]^2} dx \left. \right]$$

$$= \frac{[3e]^2}{\rho} \cdot f_2(\beta)_{III}$$

Les termes e , $2e$, $3e$ correspondant en tous cas au voltage total v induit par le champ alternatif du moteur dans la partie de l'enroulement en court-circuit sous le balai, on peut écrire les expressions précédentes de la façon suivante :

$$q_j = (v^2/\rho) f_2(\beta)_I$$

$$q_j = (v^2/\rho) f_2(\beta)_{II}$$

$$q_j = (v^2/\rho) f_2(\beta)_{III}$$

La quantité de chaleur q_j correspond à une densité de courant efficace $(v/\rho) \sqrt{f_2(\beta)}$ sous le balai.

Les expressions mathématiques de $f_1(\beta)$ et $f_2(\beta)$ étant établies pour un balai de largeur correspondant à une, deux ou trois lames, il est intéressant de représenter graphiquement leurs valeurs quand β varie de 0 à 5. Ces courbes peuvent être d'un grand secours dans l'établissement de moteurs monophasés.

Sur la figure 1, la courbe I correspond à $f_1(\beta)_I$,

la courbe II à $f_i(\beta)_{II}$, la courbe III à $f_i(\beta)_{III}$ et la courbe IV, tracée en trait interrompu, correspond au cas limite où, les lames étant infiniment minces, et l'enroulement infiniment subdivisé, le nombre de lames couvertes par le balai est infini. Dans ce dernier cas, $f_i(\beta)$ est égal à 1, pour n'importe quelle valeur de β .

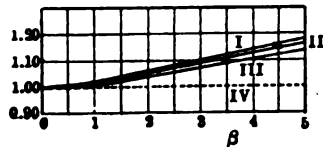


Fig. 1.

On voit, d'après la figure 1, que, pour une valeur donnée de β , les pertes du courant de ligne sur le collecteur décroissent quand le nombre de lames couvertes par le balai croît.

Sur la figure 2, on a tracé les courbes représentant $f_2(\beta)_I$, $f_2(\beta)_{II}$ et $f_2(\beta)_{III}$. La courbe IV tracée en trait interrompu, et dont l'équation est $f_2(\beta) = 1/12(1 + \beta)^2$, correspond au cas limite pour lequel les lames sont infiniment minces et l'enroulement infiniment subdivisé, le nombre de lames couvertes par le balai étant infini.

On peut voir, d'après la figure 2, que les pertes

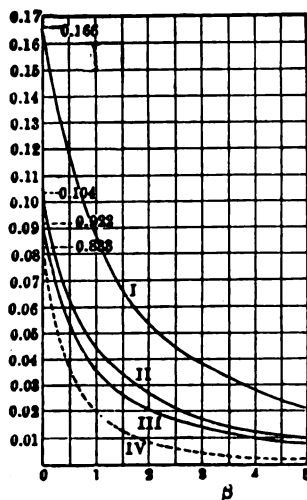


Fig. 2.

au collecteur, dues au courant de court-circuit, peuvent être considérablement réduites par l'emploi de jonctions résistantes et que l'avantage, indiqué dans l'article précédent, d'une division du voltage ν entre plusieurs lames est beaucoup

plus manifeste quand on emploie des jonctions résistantes.

L'auteur considère ensuite la quantité de chaleur produite par seconde par centimètre carré aux pointes des balais. Dans l'article précédent de l'auteur, des formules ont été établies pour représenter les quantités de chaleur q_{si} et q_{sj} produites par centimètre carré aux pointes du balai par le courant de ligne et par le courant de court-circuit quand le balai a la largeur de trois lames. L'auteur donne les formules correspondant au cas général où le balai a la largeur d'un nombre quelconque m de lames, le voltage induit dans cette partie de l'enroulement en court-circuit sous le balai étant toujours appelé ν . Ces formules générales sont les suivantes :

$$q_{si} = \rho \cdot \left[\frac{1}{S} \right]^2 \cdot \left[\frac{(1 + \beta)m}{2 + (m + 1)\beta} \right]^2.$$

$$\int_0^1 \frac{\left[x - \frac{1 + \beta}{\beta} \right]^2}{\left[x^2 - x - \frac{m(1 + \beta)}{\beta[2 + (m + 1)\beta]} \right]^2} dx = \rho \left[\frac{1}{S} \right]^2 \cdot f_3(\beta)$$

$$q_{sj} = \frac{\nu^2}{\rho} \cdot \frac{1}{4\beta^2}.$$

$$\int_0^1 \frac{\left[x - \frac{(m + 1)(1 + \beta)}{2 + (m + 1)\beta} \right]^2}{\left[x^2 - x - \frac{m(1 + \beta)}{\beta[2 + (m + 1)\beta]} \right]^2} dx = \frac{\nu^2}{\rho} \cdot f_4(\beta).$$

La quantité de chaleur q_{si} correspond à une densité du courant de ligne efficace $(1/S) \sqrt{f_3(\beta)}$ au bord du balai, et la quantité de chaleur q_{sj} à

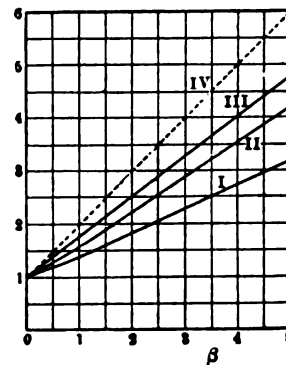


Fig. 3.

une densité du courant de court-circuit efficace de $(\nu/\rho) \sqrt{f_4(\beta)}$ au même bord.

La figure 3 représente les valeurs de $f_3(\beta)$ pour β compris entre 0 et 5 pour le cas où le balai a successivement la largeur d'une, deux et trois lames, c'est-à-dire pour $m=1$ (courbe I), $m=2$ (courbe II), $m=3$ (courbe III). La courbe IV correspond à $m=\infty$ et répond à l'équation $f_3\beta=1+\beta$. On voit d'après la figure 3 que l'échauffement dû au courant de ligne est considérablement accru aux bords du balai quand on emploie des jonctions résistantes. En ce qui concerne les pertes dues au courant de ligne, il y a une grande différence dans le fonctionnement du balai considéré comme un tout (fig. 1) et des bords (fig. 3).

La figure 4 donne les valeurs de $f_4(\beta)$ pour

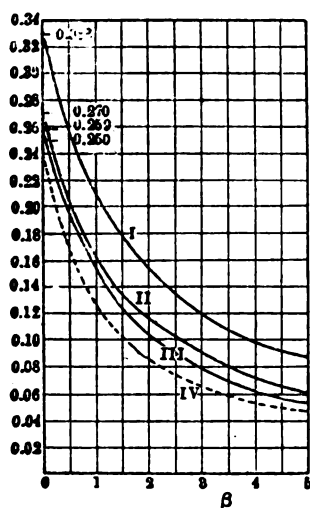


Fig. 4.

$m=1$ (courbe I), $m=2$ (courbe II), $m=3$ (courbe III) et $m=\infty$ (courbe IV). L'équation de la courbe IV est $f_4(\beta)=1/4(1+\beta)$. On voit d'après la figure 4 que l'échauffement aux bords, dû au courant de court-circuit, peut être fortement réduit par l'emploi de jonctions résistantes.

Toutefois, si l'on tient compte de l'augmentation d'échauffement aux bords dû au courant de ligne (fig. 3), l'efficacité des jonctions résistantes peut être considérée comme illusoire au point de vue de l'échauffement du bord. Cette observation montre que l'efficacité des jonctions résistantes réside plutôt dans la réduction des pertes moyennes sous le balai. Néanmoins, les courbes des figures 3 et 4 offrent un intérêt pratique pour l'établissement des moteurs monophasés.

R. V.

Calcul de l'enroulement auxiliaire de démarrage des moteurs d'induction monophasés. — *Electrical Review*, 24 août 1906.

L'auteur indique une méthode graphique simple pour la prédétermination du couple de démarrage et pour le calcul rationnel de la phase de démarrage et de l'appareil de démarrage employé avec le moteur d'induction sans collecteur.

Le démarrage de cette classe de machines peut être effectué, comme l'on sait, au moyen de résistances, de bobines de réactance ou de condensateurs extérieurs au moteur. L'auteur considère les systèmes reposant sur l'emploi de résistances et de bobines d'impédance. La phase principale et la phase de démarrage sont supposées bobinées à 90° électriques dans l'espace, dans des nombres différents d'encoches semblables.

Si l'on considère le rotor muni d'un enroulement polyphasé, immobile sous l'action de deux champs décalés de 90° ayant un certain déphasage, on peut voir facilement que ce rotor polyphasé peut, à tous points de vue, être remplacé par un rotor diphasé, dont chaque phase a la même distribution d'enroulement qu'une des phases du rotor, la moitié du nombre total de tours et le même axe de bobine que l'une des phases du stator. En d'autres mots, ces deux phases du rotor peuvent être considérées comme les secondaires de deux transformateurs indépendants, dont les primaires sont les deux phases du stator. On peut appliquer le diagramme de Heyland à chacun de ces deux transformateurs

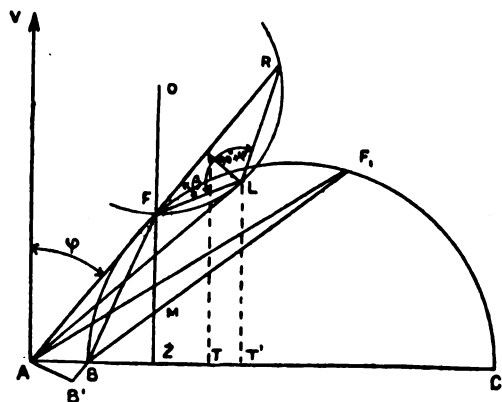


Fig. 1.

si l'on connaît les facteurs de dispersion σ_1 et

σ_2 (¹). En négligeant, pour simplifier, les pertes dans le fer et dans le cuivre du primaire, on peut tracer le diagramme de la figure 1, où l'on a $AB/BC = \sigma_1$; $AN = V$, tension agissante; $AB = i_1$, courant magnétisant, ou, à une autre échelle, flux résultant coupant les conducteurs primaires; AB' est le courant primaire correspondant à une certaine résistance dans le secondaire; BF est le courant dans le secondaire donné par l'équation :

$$I_0' = v_1 \frac{k_1}{k_2} \frac{n_1}{(n_0/2)} \frac{i_1}{AF} BF, \quad (1)$$

en appelant v_1 le coefficient de dispersion primaire, n_1 et n_0 les conducteurs dans la phase considérée et dans le rotor, k_1 et k_2 les facteurs de forme.

Il y a lieu de noter que si l'on trace la perpendiculaire FZ à AC et si l'on considère le segment ZF comme représentant la résistance du rotor nécessaire pour avoir le courant AF , il est facile de trouver les courants primaire et secondaire correspondant à une certaine résistance ZM en traçant la ligne droite BM qui coupe le cercle au point F_1 . Les segments AF_1 et BF_1 représentent les courants primaire et secondaire du transformateur quand la résistance du secondaire est ZM .

Si le facteur de dispersion pour l'autre phase est σ_2 , on peut tracer un autre diagramme semblable et, si l'on connaît l'angle de déphasage entre les tensions appliquées aux deux phases, on peut trouver toutes les relations de phase de tous les vecteurs représentant les éléments magnétiques et électriques des deux transformateurs.

On doit considérer les actions électromagnétiques entre les courants de chaque secondaire et le flux secondaire de l'autre transformateur. En appliquant l'expression générale du couple C après quelques légères transformations, on arrive à la valeur :

$$C = 0,96 (r_0/N) I_0^I I_0^{II} \sin \beta \quad \text{kgm},$$

en appelant r_0 la résistance totale du rotor, I_0^I et I_0^{II} les courants secondaires et β l'angle de déphasage entre eux-ci ou entre les courants primaires, ce qui revient au même. N est la vitesse de rotation en tours par minute.

(¹) En appelant v_1 et v_2 les coefficients de dispersion ou le rapport entre le flux produit par l'une des parties constitutives et le flux coupé par l'autre, on a $\sigma = v_1 v_2 - 1$.

De cette formule, on peut déduire pour C l'expression simple suivante :

$$C = \frac{1,92}{N} \sqrt{P_1 P_2} \sin \beta, \quad (2)$$

en appelant P_1 et P_2 les puissances en watts absorbées par les deux phases (¹).

On voit que, dans le cas d'un moteur diphasé où $P_1 = P_2 = P/2$, P étant la puissance en watts absorbée au démarrage, et $\beta = 90^\circ$, on a $C = 0,96 P/N$, formule bien connue du couple de démarrage d'un moteur d'induction polyphasé.

Dans un moteur ordinaire, tel que celui que l'on a supposé, les dispersions des deux phases ne sont pas égales, les deux enroulements étant distribués dans des nombres différents d'encoches, mais, si l'on admet l'égalité de ces deux dispersions, on ne commet pas une erreur considérable. On peut voir facilement que dans ce cas, si la même tension agit sur les phases, $\beta = 0$ et, par suite, $C = 0$. Pour obtenir cet angle β de déphasage en employant une résistance ou une self-induction, on peut distinguer le cas de moteurs à rotors bobinés avec bagues de contact, dans les enroulements desquels on introduit des résistances, et les moteurs à rotors en court-circuit. Dans le premier cas seulement, l'emploi d'une self-induction est possible; dans le second cas, on peut employer seulement une résistance.

L'emploi d'une self-induction et d'une résistance en même temps dans les enroulements primaires n'est pas répandu parce qu'il complique l'appareil de démarrage et est souvent mauvais pour l'obtention d'un bon couple de démarrage avec un courant d'intensité donnée. Cela est facile à prouver au moyen des diagrammes.

Moteurs à rotor bobiné avec bagues. — Une bobine de réactance est en série avec la phase auxiliaire, et la phase principale est alimentée directement sous la différence de potentiel disponible: des résistances sont insérées dans les circuits du rotor.

Soient n_1 n_2 les nombres de conducteurs dans la phase principale et dans la phase auxiliaire, k_1 et k_2 les facteurs de forme respectifs. Le rapport des impédances de ces phases est

$$q = (k_1 n_1 / k_2 n_2)^2.$$

(¹) Si l'on ne néglige pas les pertes dans le cuivre primaire et les pertes dans le fer, la formule subsiste si l'on appelle P_1 et P_2 les puissances absorbées dans le rotor considéré comme le secondaire des deux phases du stator, et β l'angle de déphasage entre les courants secondaires.

Si l'on néglige les pertes dans le fer et dans le cuivre de la bobine de réactance, la différence de potentiel V_2 aux bornes de celle-ci est déphasée de 90° sur le courant I_2 qui la traverse, ainsi que dans la phase auxiliaire. Ce courant fait un certain angle φ avec la tension V_2 aux bornes de la phase auxiliaire, cet angle φ étant le même que l'angle entre la tension disponible V_1 et le courant I_1 dans la phase principale. On voit que les vecteurs représentant les tensions V_2V_3 font l'angle $90 + \varphi$: leur somme vectorielle est le vecteur V .

Après ces quelques remarques, on peut établir facilement le diagramme de la figure 1. On porte $FR = q \cdot AF$; on trace un cercle FR ayant son centre sur la perpendiculaire FZ et passant par les points FR . L'arc de cercle FLR est le lieu géométrique de tous les courants (FL) passant dans la phase auxiliaire, et des courants totaux (AL) fournis par la source d'énergie pour différentes valeurs de l'impédance de la bobine employée. L'angle de déphasage β est l'angle LFR . Le rapport FL/LR représente le rapport des impédances de la phase auxiliaire et de la bobine de réactance. Les tensions V_2 et V_3 sont données par les relations

$$V_2 = \frac{FL}{FR} V; \quad V_3 = \frac{LR}{FR} V.$$

Quand la bobine de réactance est mise hors circuit, FR est évidemment le courant traversant la phase auxiliaire, AR est le courant total absorbé, $\beta = 0$, $C = 0$. En appliquant la formule générale (2) on peut arriver à l'expression

$$C = \frac{1,92}{N\sqrt{q}} S \cdot TT', \quad (3)$$

où S est l'échelle des puissances sur le graphique et TT' un segment donné par le diagramme.

On voit d'abord que le meilleur couple de démarrage pour une résistance donnée dans le rotor (q constant) est obtenu quand $FL = LR$, c'est-à-dire quand les impédances de la bobine de self-induction et de la phase auxiliaire sont égales.

On voit ainsi que, pour une certaine résistance du rotor, la valeur maxima du rapport entre le couple de démarrage et le courant est obtenue quand AL est tangent au cercle FLR ou quand le courant total absorbé est égal à $I_1\sqrt{1+q}$. Il est intéressant de noter que le couple de démar-

rage maximum possible est donné par la formule :

$$C = \frac{1,92}{N} \frac{V}{8\pi(1+2\sigma)} \sqrt{i_1 i_2},$$

i_1 et i_2 étant les courants magnétisants des deux phases. Ce couple maximum de démarrage est obtenu quand le courant dans la phase principale est égal à la valeur moyenne des courants magnétisant et de court-circuit et quand les impédances de la bobine et de la phase auxiliaire sont égales.

En pratique, le problème consiste à proportionner la phase de démarrage, l'impédance de la bobine et la résistance introduite dans le circuit du rotor de telle façon que le couple ait la valeur maxima possible pour une intensité de courant donnée absorbée sur le réseau.

Pour illustrer la méthode, l'auteur l'applique à un moteur d'induction de 110 chevaux de la General Electric Co tournant à une vitesse de rotation de 740 tours par minute et alimenté sous 400 volts à la fréquence 50. On a $n_1 = 160$; $n_2 = 288$, la phase principale et la phase auxiliaire étant distribuées respectivement sur deux tiers et un tiers du pas polaire. Les différents facteurs ont les valeurs suivantes : $k_1 = 1,85$; $k_2 = 2,12$; k_0 , facteur de forme du rotor à enroulement triphasé, a pour valeur 2,12; $\sigma = 0,045$; $i_1 = 36$ ampères; couple à pleine charge 106 kilogrammètres. Le courant au démarrage doit avoir pour valeur 270 ampères, valeur qu'il présente à la pleine charge.

Pour voir l'influence du nombre de conducteurs n_2 dans la phase auxiliaire, on trace les courbes en fonction de $q = (k_1 n_1 / k_2 n_2)^2$ ou, en d'autres mots, en fonction de n_2 . Pour chaque valeur de q , le couple maximum peut être obtenu avec une résistance dans le rotor pour laquelle le courant dans la phase principale est donné par la formule $AF = 270/\sqrt{1+q}$. Ayant ainsi fixé le point F dans le diagramme, on peut trouver et tracer les valeurs du couple, les kilovoltampères absorbés par la bobine de réactance (RL/FR). $FL \cdot S$, la puissance absorbée dans le démarreur $LT' \cdot S$ et le courant maximum dans le démarreur. Chaque phase du rotor est traversée par un courant dépendant de sa position par rapport aux champs du stator et de son déphasage. On peut prouver que le courant maximum que l'on peut atteindre dans l'une des phases a lieu pour $\beta = 0$ et est

donné par l'expression $\sqrt{(I_0^I)^2 + (I_0^{II})^2}$, en appelant I_0^I et I_0^{II} les courants donnés par l'équation (1).

Le démarreur doit donc être établi en vue de ce courant maximum; on voit qu'il doit être prévu pour une puissance supérieure à celle qu'il absorbe. Les courbes tracées par l'auteur montrent que le couple maximum que l'on peut obtenir avec 270 ampères est de 60 kilogrammètres et correspond à $q = 2$ ou $n_2 = 96$. Pour des valeurs plus grandes de q , la puissance dépensée et le courant maximum dans le démarreur diminuent, tandis que les kilovoltampères absorbés par la bobine de réactance augmentent; le contraire a lieu quand la valeur de q décroît. En d'autres mots, en employant plus ou moins de tours dans la phase auxiliaire, on augmente les dimensions du démarreur ou les dimensions de la bobine de réactance.

Il est généralement bon de calculer le nombre de tours dans la phase auxiliaire pour obtenir le couple maximum. En général, ce nombre est environ égal à la moitié du nombre de tours de la phase principale.

R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur les pertes de puissance dans le diélectrique des câbles parcourus par des courants alternatifs à haute tension (fin) (1). — Humann. — Elektrische Bahnen, 24 septembre 1906.

L'auteur donne ensuite les résultats d'une série de mesures faites à différentes températures sur les câbles T_I , T_{II} , T et R_I . Les câbles à étudier étaient placés dans un bassin plein d'eau chauffée électriquement. Toutes les mesures dont les résultats sont indiqués ci-dessous se rapportent à une fréquence de 72 périodes et un courant alternatif sinusoïdal. Avant la mesure des pertes, on mesurait la résistance d'isolement et la capacité sur courant continu.

MESURES A 9°,5 C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T_I	25 700 mégohms.	0,134 micro.
T_{II}	61 800 —	0,216 —
$T = T_I + T_{II}$	18 100 —	0,348 —

MESURES A 10°,3 C

Isolément.	1 640 mégohms.
Capacité.	0,151 micro.

MESURES A 13°,8 C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T_I	16 250 mégohms.	0,135 micro.
T_{II}	26 300 —	0,214 —
$T = T_I + T_{II}$	9 500 —	0,345 —
R_I	1 010 —	0,155 —

MESURES A 17°, C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T_I	6 680 mégohms.	0,137 micro.
T_{II}	14 550 —	0,216 —
$T = T_I + T_{II}$	4 580 —	0,352 —

MESURES A 17°,5 C

Isolément.	456 mégohms.
Capacité.	0,165 micro.

MESURES A 21°,5 C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T_I	4 000 mégohms.	0,138 micro.
T_{II}	10 000 —	0,217 —
$T = T_I + T_{II}$	2 740 —	0,351 —
R_I	326 —	0,195 —

MESURES A 24°,5 C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T_I	1 850 mégohms.	0,139 micro.
T_{II}	4 590 —	0,217 —
$T = T_I + T_{II}$	1 275 —	0,352 —
R_I	200 —	0,227 —

MESURES A 27°,5 C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T_I	1 120 mégohms.	0,137 micro.
T_{II}	2 450 —	0,216 —
$T = T_I + T_{II}$	710 —	0,351 —
R_I	168 —	0,274 —

MESURES A 31°, C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T_I	396 mégohms.	0,135 micro.
T_{II}	700 —	0,213 —
$T = T_I + T_{II}$	304 —	0,35 —
R_I	91 —	0,364 —

MESURES A 35°, C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T_I	286 mégohms.	0,148 micro.
T_{II}	612 —	0,220 —
$T = T_I + T_{II}$	186 —	0,367 —
R_I	75 —	0,515 —

MESURES A 39°,5 C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T_I	102,0 mégohms.	0,160 micro.
T_{II}	220,0 —	0,226 —
$T = T_I + T_{II}$	70,5 —	0,375 —
R_I	42,8 —	0,700 —

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 6 et 13 octobre 1906, pages 28 et 66.

MESURES A 44°,5 C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T _i	1 220 mégohms.	0,206 micro.
T _{ii}	1 840 —	0,236 —
T = T _i + T _{ii} .	78,5 —	0,436 —
R _i	21,1 —	1,060 —

MESURES A 50° C

Câble.	Isolément.	Capacité.
T _i	60,0 mégohms.	0,276 micro.
T _{ii}	80,0 —	0,278 —
T = T _i + T _{ii} .	34,3 —	0,570 —

La mesure balistique était très incertaine, vraisemblablement à cause de la très faible résistance d'isolément.

Les résultats obtenus à différentes températures sont résumés dans les tableaux suivants :

1. — T_i.

TEMP. en °C	C'	I _s	Cos φ	E	C
9,5	0,134	25 700	0,0218	0,1370	0,1240
13,8	0,135	16 250	0,0255	0,1600	0,1250
17,0	0,137	6 680	0,0248	0,1550	0,1260
21,5	0,138	4 000	0,0262	0,1640	0,1300
24,5	0,139	1 850	0,0248	0,1540	0,1310
27,5	0,137	1 120	0,0237	0,1480	0,1300
31,0	0,135	396	0,0209	0,1310	0,1315
35,0	0,148	286	0,0182	0,1130	0,1330
39,5	0,160	102	0,0147	0,0951	0,1350
44,5	0,206	122	0,0134	0,0849	0,1350
50,0	0,276	60	0,0119	0,0751	0,1370

2. — T_{ii}.

TEMP. en °C	C'	I _s	Cos φ	E	C
9,5	0,216	61 800	0,01950	0,1230	0,2000
13,8	0,214	26 300	0,02200	0,1380	0,2010
17,0	0,216	14 550	0,02110	0,1320	0,2040
21,5	0,217	10 000	0,02260	0,1420	0,2080
24,5	0,217	4 590	0,02230	0,1400	0,2100
27,5	0,216	2 450	0,01980	0,1240	0,2085
31,0	0,213	700	0,01640	0,1026	0,2100
35,0	0,220	612	0,01400	0,0880	0,2130
39,5	0,226	230	0,01030	0,0646	0,2120
44,5	0,236	184	0,00952	0,0597	0,2140
50,0	0,278	80	0,00815	0,0510	0,2180

3. — T = T_i + T_{ii}.

TEMP. en °C	C'	I _s	Cos φ	E	C
9,5	0,348	18 100,0	0,02100	0,1320	0,324
13,8	0,345	9 500,0	0,02340	0,1460	0,328
17,0	0,352	4 580,0	0,02270	0,1420	0,334
21,5	0,351	2 740,0	0,02330	0,1460	0,338
24,5	0,352	1 275,0	0,02260	0,1420	0,342
27,5	0,351	710,0	0,02080	0,1310	0,342
31,0	0,350	304,0	0,01770	0,1120	0,344
35,0	0,367	186,0	0,01560	0,0981	0,348
39,5	0,375	70,5	0,01170	0,0738	0,348
44,5	0,436	78,5	0,01070	0,0672	0,352
50,0	0,570	34,3	0,00882	0,0553	0,358

4. — R_i.

TEMP. en °C	C'	I _s	Cos φ	E	C
10,3	0,151	1 640,0	0,0211	0,1330	0,1420
13,8	0,155	1 010,0	0,0196	0,1240	0,1430
17,5	0,165	456,0	0,0168	0,1060	0,1430
21,5	0,195	326,0	0,0141	0,0890	0,1480
24,5	0,227	200,0	0,0125	0,0780	0,1475
27,5	0,274	168,0	0,0116	0,0795	0,1454
31,0	0,364	91,0	0,0144	0,0911	0,1460
35,0	0,515	75,0	0,0196	0,1240	0,1460
39,5	0,700	42,8	0,0296	0,1860	0,1470
44,5	1,060	21,1	0,0542	0,3430	0,1500

Pour avoir une idée d'ensemble des différents résultats obtenus, l'auteur a rassemblé en une courbe les valeurs cos φ, E et la résistance d'isolément en fonction de la température.

D'après ces courbes, on voit que les câbles de la classe X présentent, à 20° environ, un maximum net des valeurs de cos φ et de E, c'est-à-dire qu'à cette température les câbles présentent les plus grandes pertes. Si la température augmente au delà de cette valeur, la valeur de la puissance absorbée diminue très fortement, phénomène inattendu. Malheureusement il n'a pas été possible d'élever à plus de 50° la température du bain; il serait très important d'avoir quelques résultats d'expériences faites à des températures plus hautes. Pour 25° environ, le câble R_i de la classe Y présente, au contraire, un minimum très marqué. La valeur de la puissance absorbée croît ensuite très rapidement aux températures plus

élevées. Les conducteurs en cuivre s'échauffant dans l'emploi pratique des câbles et la température maxima de 45° étant généralement admise, le câble R_1 semble peu approprié à la transmission de courants alternatifs à haute tension, car les pertes augmentent beaucoup aux températures élevées et accroissent elles-mêmes la température.

Si l'on compare les courbes donnant les valeurs de $\cos \varphi$ et de E , qui caractérisent les pertes, avec les courbes de résistance d'isolement, il n'y a rien de commun entre les pertes et la résistance d'isolement. Si l'on étudie la variation de la résistance d'isolement avec la température, on voit, pour le câble de la classe X jusqu'à 30°, une très forte chute de la résistance d'isolement avec la température. A 30° la masse imprégnante commence à se liquéfier et, au delà de 30°, la diminution de résistance est plus lente. Par contre, les pertes ne sont pas très différentes à 15° et à 30°, mais diminuent rapidement à partir de 30°.

Les pertes de puissance sont proportionnelles à la fréquence, c'est-à-dire sont constantes pour un cycle. Ce fait montre que les pertes sont dues à un phénomène d'hystérésis diélectrique.

Dans les tableaux relatifs aux câbles de la classe X, on remarque une augmentation progressive de la capacité C mesurée sur du courant alternatif avec la température; le même phénomène est visible sur les tableaux relatifs aux câbles de la classe Y. Dans les câbles de la classe X, la capacité C mesurée avec du courant continu jusqu'à 31° est à peu près constante, puis, au delà de cette température, elle croît rapidement. La capacité du câble R_1 mesurée sur courant continu commence à croître dès le début. Ce phénomène doit être lié à la très faible résistance d'isolement.

B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur la syntonisation des transmetteurs de télégraphie sans fil. — M. Wien (fin) (1). — Elektrotechnische Zeitschrift, 6 septembre 1906.

Théorie des transmetteurs désaccordés. — Les

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 6 et 13 octobre 1906, pages 32 et 73.

phénomènes fondamentaux obtenus quand on désaccorde deux systèmes accouplés ont déjà été étudiés par l'auteur et rappelés brièvement. Drude a poursuivi l'étude de cette théorie en 1904, particulièrement pour l'accouplement magnétique, et a calculé les différences de potentiel dans le circuit secondaire. On peut ajouter aux formules de Drude et à la théorie de la résonance de Bjerkness l'expression suivante, en première approximation, pour l'énergie du courant (J_1^2 et J_2^2) des deux ondes d'accouplement dans un récepteur présentant un accouplement magnétique très lâche.

$$J_1^2 = \frac{A}{\left(\sqrt{1 + \frac{\varepsilon^2}{K^2 \tau_1 \tau_2}} - \frac{\theta_1 - \theta_2}{\theta_1 + \theta_2} \cdot \frac{\varepsilon}{K \sqrt{\tau_1 \tau_2}} \right)^2}$$

$$J_2^2 = \frac{A}{\left(\sqrt{1 + \frac{\varepsilon^2}{K^2 \tau_1 \tau_2}} + \frac{\theta_1 - \theta_2}{\theta_1 + \theta_2} \cdot \frac{\varepsilon}{K \sqrt{\tau_1 \tau_2}} \right)^2}$$

Dans ces expressions, τ_1 et τ_2 représentent les durées d'oscillation, divisées par 2π , des systèmes non accouplés, $\varepsilon = \tau_2 - \tau_1$ le désaccord, A une grandeur qui dépend de ε , en supposant que le désaccord est obtenu par variation de self-induction et que $\tau_1 + \tau_2$ reste invariable; K est le coefficient d'accouplement; $\theta = \omega_1 C_1$ est le produit de la résistance par la capacité du système primaire; de même $\theta_2 = \omega_2 C_2$.

Les énergies de courant des deux ondes sont égales entre elles, quand le deuxième terme du dénominateur disparaît, c'est-à-dire quand les systèmes non accouplés sont en résonance ($\varepsilon = 0$), mais aussi quand $\theta_1 = \theta_2$, c'est-à-dire quand les amortissements ont la même valeur.

Si θ_1 et θ_2 ne sont pas égaux, la valeur maxima ne se produit pas dans le cas de la résonance, mais on peut, en désaccordant le système, obtenir un renforcement de l'une des deux énergies maxima de courant aux dépens de l'autre.

Quand on a $\theta_1 > \theta_2$, un abaissement du système primaire produit un renforcement de l'onde d'accouplement la plus élevée; une élévation de la fréquence du système primaire produit, au contraire, un renforcement de l'onde d'accouplement la plus basse.

Quand on a $\theta_1 < \theta_2$, les signes s'échangent; un abaissement du système primaire produit un renforcement de l'onde d'accouplement la plus

basse et une augmentation de la fréquence du système primaire produit un renforcement de l'onde d'accouplement la plus élevée.

Le renforcement atteint, pour un certain désaccord, une valeur maxima, puis retombe ensuite. Le point du maximum et sa hauteur par rapport à l'énergie du courant dans le cas de la résonance sont indiqués par le tableau suivant. Pour se conformer aux conditions habituelles de la télégraphie sans fil, on a pris $\theta_2 > \theta_1$; en outre on a supposé $\epsilon > 0$ et $\tau_1 < \tau_2$, d'où $J_e^2 < J_e'^2$.

	$\frac{1}{K\sqrt{\tau_1\tau_2}}$	J_e^2	$J_e'^2$
$\theta_2 = \theta_1$	0	1	1
$\theta_2 = 2\theta_1$	0,35	0,72	9/8
$\theta_2 = 3\theta_1$	0,58	0,42	4/3
$\theta_2 = 4\theta_1$	0,75	0,35	25/16
$\theta_2 = 5\theta_1$	0,89	0,27	9/5

L'action du désaccord est donc d'autant plus grande, et l'énergie maxima de courant est produite par un désaccord d'autant plus important, que la différence d'amortissement des deux systèmes est plus grande. Pour la pratique de la télégraphie sans fil, θ_2 est égal à $2\theta_1$ ou $3\theta_1$; on peut donc théoriquement atteindre, en désaccordant les systèmes, une augmentation de 20 % environ de l'énergie de courant de l'oscillation la plus élevée ou la plus basse. La valeur du désaccord absolu pour laquelle celle-ci est atteinte dépend de l'accouplement, car la valeur de $\epsilon/K\sqrt{\tau_1\tau_2}$ détermine la position du maximum. Plus l'accouplement est rigide et plus est grand l'amortissement (radiation) du système secondaire, plus le désaccord doit être important. Pour vérifier la théorie, l'auteur a fait un certain nombre d'expériences avec différents dispositifs. L'énergie du courant était mesurée avec un bolomètre au moyen d'une méthode de résonance de Bjerkness étudiée par Zenneck. Les résultats étaient qualitativement conformes à la théorie. Quantitativement on constata les différences suivantes :

1° Le renforcement de l'énergie de courant obtenu au moyen du désaccord est plus petit que ne l'indique la théorie ;

2° L'énergie de courant de l'oscillation la plus élevée semble un peu supérieure à celle de l'oscillation la plus basse.

La théorie et l'expérience montrent d'une façon concordante que, contrairement aux indications de Slaby, les deux ondes se comportent, en principe, de la même façon, et que le désaccord permet d'obtenir un renforcement de l'énergie du courant dans le récepteur non seulement pour l'onde la plus élevée, mais aussi pour l'onde la plus basse. Ce renforcement est sensiblement plus faible que l'indique Slaby.

V. — Autres expériences publiées par Slaby.

1° Slaby a commis une erreur analogue à celle commise dans l'étude du désaccord, en étudiant si, dans l'action à distance du transmetteur, les lignes de force magnétiques et électriques jouent des rôles égaux.

Un transmetteur de 5 mètres de longueur fut placé à 3 mètres de distance d'un récepteur de même longueur. Slaby obtint donc évidemment, avec ce dispositif, des actions d'influence et d'induction au lieu des actions à distance des ondes électromagnétiques. Les expériences montrèrent, par suite, une prédominance de l'action magnétique.

Slaby croit être d'accord avec la théorie de Maxwell, de laquelle il conclut que l'action à distance électrique diminue avec le cube de la distance et l'action magnétique avec la puissance première de la distance. Il semble ignorer que la force électrique et la force magnétique possèdent autant d'énergie l'une que l'autre dans les ondes électromagnétiques réelles et diminuent de la même façon quand la distance croît.

2° Les expériences sur le facteur de fréquence et la perte d'énergie des condensateurs Grisson ont été mentionnées plus haut. Slaby a constaté, dans ces appareils, une très faible perte d'énergie, et, avant tout, une radiation presque nulle aux potentiels élevés. Pour les oscillations rapides, il a observé en outre une diminution rapide à 60 % environ de la valeur de la capacité entre $\lambda = 100$ mètres et $\lambda = 20$ mètres.

D'après les résultats acquis jusqu'à présent, la variation de la capacité de ces condensateurs est relativement forte pour les oscillations lentes et diminue de plus en plus pour les oscillations rapides ; d'autre part, une forte variation de la valeur de la capacité avec la fréquence entraîne forcément une grande perte d'énergie : les résultats de Slaby ont donc paru invraisemblables à

l'auteur, qui renouvela les expériences sur une série de plaques Grisson.

Le facteur de fréquence fut d'abord déterminé par comparaison avec un condensateur à air. Pour les oscillations lentes, le rapport des deux capacités fut mesuré au moyen du pont avec téléphone. Pour les oscillations rapides, les deux condensateurs furent alternativement placés dans le même circuit, et la longueur d'ondes fut mesurée à chaque fois par la méthode du bolomètre ; de cette mesure, on déduisait la valeur du rapport des capacités. Le condensateur à air employé ayant exactement la même forme que le condensateur Grisson, les plaques étant seulement un peu plus rapprochées, il était possible de maintenir la self-induction égale dans les deux cas, et, par suite, d'éviter l'une des principales sources d'erreurs.

Les résultats obtenus sont indiqués dans le tableau suivant. Les colonnes de gauche indiquent encore une fois les résultats de Slaby, le facteur de fréquence γ_1 ayant été corrigé de 6 % comme l'a indiqué Slaby, pour l'étalonnage de la bobine de multiplication. Les colonnes de droite donnent les résultats de mesure de l'auteur.

$\frac{\lambda}{2}$	γ_1	$\frac{\lambda}{2}$	γ
10	0,61	12,5	0,897
20	0,79	15,1	0,900
30	0,88	17,1	0,905
40	0,93	20,5	0,904
50	0,96	32,0	0,898
60	0,98	41,0	0,900
70	1,00	88,0	0,904
80	1,01		
90	1,02		

Les résultats d'expériences de l'auteur ne présentent pour γ aucun écart supérieur à 0,5 % par rapport à la valeur moyenne 0,901. Donc, dans l'intervalle des longueurs d'ondes employées, comprises entre 180 et 25 mètres, la valeur de γ est constante, aux erreurs d'observations près. Pour d'autres plaques, l'auteur a obtenu le même résultat.

La perte d'énergie a été trouvée assez considérable. L'énergie de courant, dans la mesure bolométrique, était en moyenne de 30 % plus faible qu'avec le condensateur à air. La perte

d'énergie fut aussi mesurée pour les oscillations lentes. La valeur des pertes fut trouvée environ trois fois plus grande, pour de bas potentiels, qu'avec des bouteilles de Leyde en flint. Elle augmentait rapidement pour les hautes tensions ; en même temps un sifflement et des phénomènes lumineux indiquèrent qu'il y avait aussi de fortes pertes par radiation.

Les plaques Grisson étudiées par l'auteur ne présentèrent donc aucune des propriétés que leur attribue Slaby : elles ne sont pas aptes à remplacer les bouteilles de Leyde.

3° Il y a lieu aussi d'étudier les expériences de Slaby sur la résistance de l'étincelle. Ces mesures montrent, comme les expériences antérieures, une diminution de la résistance d'étincelle avec la capacité. En outre, il se produit toujours une diminution de la résistance de l'étincelle quand la longueur de celle-ci diminue jusqu'à des fractions de millimètre. Les travaux de Drude et de Rempp (1904 et 1905) ont montré, contrairement à ces résultats, que, pour de très faibles longueurs, la résistance augmente, de sorte que la résistance, pour une certaine longueur d'étincelle, atteint une valeur minima qui, d'après Rempp, est d'environ 3 à 6 millimètres. Ce résultat important pour les applications des oscillations électriques et, en particulier, pour la télégraphie sans fil, est confirmé par des expériences de l'auteur.

R. V.

Sur la résonance avec des condensateurs imparfaits. — H. Zipp. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 1^{er} septembre 1906.

L'auteur ajoute quelques remarques à l'étude de Benischke sur les pertes dans les condensateurs imparfaits⁽¹⁾. Le fait que, quand la condition de résonance $1/\omega C = \omega L$ est remplie, on n'obtient jamais pour le courant la valeur théorique $i = e/r$ provient, d'après l'auteur, moins de l'imperfection des condensateurs que des phénomènes d'hystérésis et de courants de Foucault dans le noyau de fer de la résistance inductive employée généralement. Quand il s'agit de fréquences très élevées, les conclusions de Benischke sont, d'après l'auteur, tout à fait rigoureuses, car on peut employer comme bobines de self-induc-

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLVIII, 1^{er} septembre 1906, p. 352.

tion des bobines dépourvues de fer, mais, quand la fréquence est basse, on est obligé de recourir à l'emploi des noyaux de fer pour obtenir des bobines présentant une self-induction suffisante.

Dans ces conditions, le flux oscillant N' dans la bobine de réactance est déphasé de l'angle ψ en arrière, angle d'autant plus grand que les pertes par hystérésis et courants de Foucault sont plus importantes : ce flux a une valeur plus faible que s'il n'y avait ni hystérésis ni courants de Foucault. Les deux causes perturbatrices, imperfection du condensateur et effet de l'hystérésis et des courants de Foucault, agissent d'une façon concordante pour empêcher le courant d'atteindre, lors de la résonance, la valeur théorique.

R. V.

Sur la résonance avec des condensateurs imparfaits. — P. Müller. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 13 septembre 1906.

L'auteur ajoute aussi quelques remarques à l'étude publiée par Benischke sur ce sujet. Dans un circuit contenant en série une résistance ohmique ω , une capacité C et une self-induction L , l'intensité du courant est donnée par la formule :

$$J = \frac{E}{\sqrt{\omega^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (1)$$

Pour les tensions au condensateur, on a l'équation :

$$e_c = J/\omega C. \quad (2)$$

Si l'on suppose constante la tension E et la résistance ω , on voit, d'après l'équation (1), que toute variation d'une des grandeurs ω , L ou C produit une variation de l'intensité de courant J . Le maximum se produit quand

$$\omega L = 1/\omega C. \quad (3)$$

Si l'on réglait le circuit en modifiant l'une des grandeurs ω , L ou C , les autres grandeurs restant constantes, on trouverait, dans tous les cas, le maximum du courant pour les valeurs de ω , L et C déduites de l'équation (3).

D'après l'équation (2), la tension au condensateur e_c est aussi maxima quand l'intensité de courant J est maxima, ω et C restant constants. Mais ce n'est le cas que quand le réglage du circuit est effectué par modifications de la self-induction. Si, au contraire, le réglage est effectué par

variation de ω ou de C , le maximum de la tension au condensateur est, d'après l'équation (2), lié à la condition que J/ω ou J/C soit maximum. Le maximum de la tension au condensateur a lieu quand les équations de conditions suivantes sont remplies :

$$\omega^2 = \frac{2L - C\omega^2}{2CL^2} = \frac{1}{CL} - \frac{\omega^2}{2L^2} \quad (4)$$

$$\text{ou} \quad C = \frac{L}{\omega^2 + L^2\omega^2}. \quad (5)$$

Les équations (4) et (5) se transforment en l'équation (3) quand la résistance ohmique est nulle ($\omega = 0$).

Quand on obtient la résonance de tension en modifiant la fréquence ou la capacité, il y a un déphasage entre le courant J et la tension E . La différence des conditions pour la résonance de tension en fonction du réglage du circuit existe aussi avec les condensateurs imparfaits.

Ce n'est que dans le cas de la self-induction variable étudié par Benischke que la résonance de tension coïncide avec le maximum de courant ; ce n'est que dans ce cas que J et E sont en phase.

Les équations de conditions pour la résonance de tension quand ω ou C varient ne peuvent pas être obtenues en différenciant la valeur de J , mais en différenciant la valeur de e_c en ω ou en C . Ces équations sont les suivantes :

$$\omega^2 = \frac{2L - \omega^2 C}{2L^2 C} - \frac{1}{\omega_n^2 C^2} = \frac{1}{LC} - \frac{\omega^2}{2L^2} - \frac{1}{2\omega_n^2 C^2} \quad (6)$$

$$C = \frac{L}{\omega^2 + L^2\omega^2}. \quad (7)$$

Cette dernière équation est identique à l'équation (5). Pour l'établir, on a supposé que la résistance ω_n du condensateur réglable varie en même temps que sa capacité, de telle façon que le déphasage entre le courant et la tension dans le condensateur reste le même pour toutes les capacités.

R. V.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

Sur la capacité inductive spécifique du papier sec et de la cellulose employés dans les câbles téléphoniques (suite) (1). — A. Campbell. — *Royal Society*.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 6 octobre 1906, p. 36.

II. Mesures supplémentaires et essais de câbles (1).

Les échantillons de papier sec dont il a été question firent l'objet d'une autre série de mesures dont les résultats sont exprimés par le tableau III.

TABLEAU III

NUMÉRO de L'ÉCHANTILLON	POIDS DE CENDRE %.	PROPORTION EN VOLUME	
		FIBRE %.	ESPACES D'AIR %.
9	1,37	49,0	51,0
15	1,45	35,0	65,0
17	1,80	36,0	64,0
18	1,11	36,5	63,5
56	0,96	32,5	67,5
58	1,70	36,0	64,0

L'épaisseur du papier était mesurée au moyen du micromètre avec une pression de $1^{kg},5$ par centimètre carré. On trouva que l'épaisseur de papier mesurée à cette pression et l'épaisseur trouvée avec une pression très légère différaient de 10 %. On trouva aussi que l'épaisseur du papier, obtenue en mesurant plusieurs feuilles ensemble, était de 2 à 3 % plus faible que quand on mesurait les feuilles séparément. La méthode finalement adoptée a consisté à mesurer les feuilles isolément, sous la pression indiquée ci-dessus. La densité de la fibre et de la cendre étaient prises égales à 1,5 et 2,0. Des poids par centimètre cube et des densités respectives, on pouvait déduire le volume de fibres et d'espaces d'air.

Les échantillons de papier classés commercialement comme papier Manille furent trouvés, par un examen microscopique, composés de mélanges de pulpe de bois chimique et de filaments dans différentes proportions. Il n'y avait pas trace de fibres ligneuses ou de bois mécanique.

L'auteur a fait une série d'expériences pour déterminer l'effet de la température sur les propriétés électriques de la combinaison d'air et de papier sec telle que celle que l'on rencontre dans les câbles téléphoniques. Les résultats obtenus sont indiqués graphiquement par

(1) Effectués par M. Gavey.

les courbes des figures 1 et 2, indiquant l'une le nombre de mégohms par mille en fonction de la

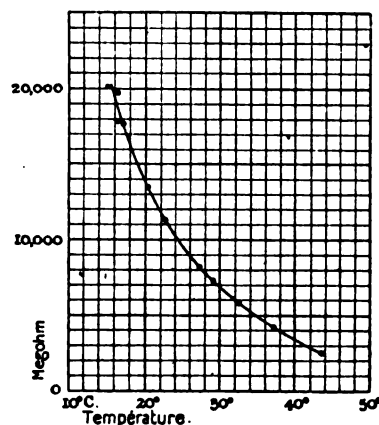


Fig. 1.

température, et l'autre le nombre de microfarads par mille en fonction de la température. La proportion d'espaces d'air et de papier dans le

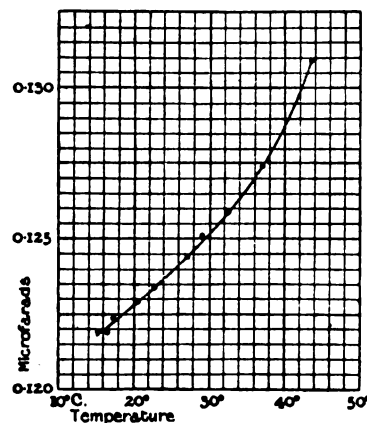


Fig. 2.

câble auquel se rapportent ces essais était d'environ 36 % d'air et 74 % de papier.

La courbe de la figure 3 montre les variations de la capacité avec la quantité d'humidité uniformément répartie dans un câble, quantité mesurée par la résistance d'isolement. Chaque fil de ce câble était isolé avec du papier, puis il était recouvert d'une bande de cuivre enroulée en hélice. Le câble était expérimenté avant d'être recouvert d'une enveloppe de plomb, le cuivre réalisant une suffisamment bonne terre. La méthode employée était la suivante. Le câble était d'abord séché puis exposé à l'air pendant une semaine. L'humidité de l'air pénétrait dans les

interstices du revêtement en cuivre et imbibait le papier : des mesures étaient faites périodiquement pour déterminer la capacité et la résistance

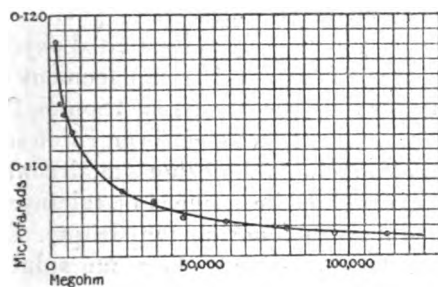


Fig. 3.

d'isolement. Les extrémités du câble étaient entourées de paraffine, et les essais faits avec et sans fils de garde ont montré qu'il n'y avait pas de dispersion aux extrémités du câble.

La proportion d'air et de papier dans ce câble était d'environ 31 % d'air et 69 % de papier. La capacité, dans chaque cas, était mesurée par comparaison, au moyen d'un galvanomètre, de la déflexion obtenue avec le câble à la charge et de celle obtenue avec un condensateur étalon. Aucune correction n'était faite pour la dispersion, l'erreur ayant été trouvée égale à 1,5 % pour la capacité correspondant à 5 000 mégohms par mille et 2,5 % pour la capacité correspondant à 2 000 mégohms par mille. Cela peut réduire de 7,5 à 5 % l'altération de la courbe de capacité en fonction de la température dans les limites de températures étudiées.

L'auteur indique que la cause de variation de capacité avec l'augmentation de température peut être due en partie à l'absorption d'humidité dans le papier par l'air chaud, ce qui altère la distribution des diélectriques dans le câble. Cette façon de voir est confirmée par le fait qu'un autre câble séché et présentant une résistance d'isolement de 140 000 mégohms par mille, et, par suite, contenant peu d'humidité, a présenté seulement 2 % de variation de capacité entre les mêmes limites de température.

III. Cellulose solide.

Une série d'expériences fut faite sur de la cellulose à peu près pure préparée par une méthode chimique. Les échantillons étaient sous forme de feuilles à peu près uniformément

translucides présentant une épaisseur comprise entre 0^{mm},06 et 0^{mm},3. Pour la plupart des expériences, les feuilles étaient séchées pendant plusieurs jours entre 80° et 110° dans un four. Le séchage est long et la réabsorption d'humidité se fait beaucoup plus lentement que dans le cas de cellulose fibreuse, telle que le papier. Dans les premières expériences, on employait des armatures en ébonite recouvertes de papier d'étain, mais on trouva que le contact avec la surface très lisse de la cellulose n'était pas suffisamment bon, et on employa des électrodes en mercure séchées dans le four et appliquées à chaud : les séries de mesures étaient faites pendant que l'ensemble de l'appareil se refroidissait jusqu'à la température ambiante. Des essais de capacité faits sur des feuilles de mica de deux épaisseurs différentes donnèrent des résultats concordants et montrèrent que les contacts de mesure étaient satisfaisants. Le séchage rend la cellulose très cassante, mais une immersion dans l'eau la ramène à l'état flexible. Quelques mesures de capacité furent faites avec la méthode de Maxwell, mais, pour éviter la polarisation et diminuer les effets de conduction, on employait généralement la méthode suivante :

Un étalon de capacité, le condensateur à étudier et deux résistances R_1 et R_2 formaient les quatre branches d'un pont. Une diagonale contenait un téléphone ; l'autre diagonale contenait le secondaire d'un transformateur dont le primaire était relié à une source de courants oscillants, formée par un circuit contenant une pile et une membrane vibrante appuyant contre un contact (membrane de téléphone haut parleur) : la fréquence des courants ainsi produits était d'environ 800 par seconde. Le rapport des résistances R_1/R_2 était modifié jusqu'à ce que le téléphone intercalé dans la diagonale du pont fût silencieux : à ce moment, le rapport des deux capacités était égal au rapport des résistances. Quand la cellulose était bien sèche, l'équilibre était tout à fait stable, mais quand elle avait été seulement séchée à l'air, on pouvait seulement obtenir un minimum de son. Les résultats obtenus avec des feuilles de différentes épaisseurs (0^{mm},06 à 0^{mm},3) présentaient une bonne concordance pour la capacité et la résistivité dans des limites étendues de température. Les résistivités étaient mesurées par la méthode de déviation directe à 200 volts avec une électrification

de 1 minute. Le tableau IV indique la valeur moyenne des résultats obtenus pour des températures comprises entre 20° et 70° (Les résistivités pour une électrisation de 2 minutes seraient de 20 à 30 % plus élevées).

TABLEAU IV
Cellulose sèche.

TEMPÉRATURE	CAPACITÉ INDUCTIVE SPÉCIFIQUE	RÉSISTIVITÉ
°C		mégohms-cm.
20	6,7	"
25	"	$1\,600 \times 10^6$
30	6,8	900×10^6
40	7,0	330×10^6
50	7,2	125×10^6
60	7,3	40×10^6
65	"	20×10^6
70	7,5	"

(A suivre.)

R. R.

ÉCLAIRAGE

Lampe à incandescence Canello. — *Electrical World*, 8 septembre 1906.

Un brevet récemment accordé en Amérique est relatif à une nouvelle lampe à incandescence munie d'un filament formé d'un noyau en oxydes de métaux rares, d'un revêtement continu intermédiaire en métal conducteur et d'un revêtement extérieur en oxydes. Le revêtement intermédiaire est en ruthénium et le revêtement extérieur est en oxyde de thorium. La méthode employée pour la fabrication du filament consiste à imprégner une mèche combustible avec un composé de métaux rares, à chauffer la mèche ainsi préparée de façon à produire un filament composé des oxydes de ces métaux, à rendre le filament conducteur par l'application d'un dépôt métallique, à faire passer un courant électrique dans l'ensemble pour l'échauffer, et à soumettre le filament ainsi chauffé à l'action d'un gaz métallique et d'un composé métallique volatil, puis ensuite aux vapeurs d'un composé de thorium. On peut aussi opérer en traitant la mèche imprégnée au moyen d'un composé métallique soluble,

en réduisant le composé de façon à ne laisser subsister que le métal, et en déposant enfin sur celui-ci une couche d'oxydes de terres rares. Enfin on peut encore appliquer, après avoir chauffé la mèche, un métal réfractaire, puis un dépôt métallique, et enfin un revêtement d'oxyde.

Dans la spécification, le remplacement du ruthénium par de l'osmium est mentionné. Pour le premier traitement, des mèches en coton sont imprégnées d'un sel soluble de thorium, zirconium, ou cerium, et sont ensuite séchées et calcinées dans la flamme d'un chalumeau oxyhydrique. Ensuite les filaments sont plongés dans une solution de peroxyde de ruthénium ou d'osmium et soumis à un courant d'hydrogène sulfuré qui convertit le peroxyde en sulfure. Ou bien on peut employer un courant d'hydrogène qui entraîne avec lui les vapeurs de ruthénium ou d'osmium, un hydrocarbure tel que l'aldéhyde formique étant employé pour réduire les vapeurs métalliques. Dans cet état, le filament a une résistance de plusieurs milliers d'ohms. Pour réduire cette résistance et rendre la section uniforme, on fait passer sous plusieurs centaines de volts un courant électrique qui porte le filament à l'incandescence dans un récipient balayé par un courant d'hydrogène entraînant des vapeurs de ruthénium ou d'osmium qui réagissent avec les vapeurs d'aldéhyde formique. Les filaments sont alors fixés aux conducteurs par une solution de sels métalliques convenables tels que du chlorure d'osmium, appliquée au moyen d'un gaz réducteur.

La dernière opération consiste à recouvrir le filament d'un revêtement d'oxyde qui peut être obtenu au moyen d'une vapeur d'un composé de thorium et d'acétylacétone. Le carbone déposé par ce dernier corps est éliminé en chauffant les filaments dans de l'acide carbonique sec. On peut aussi opérer par électrolyse au moyen d'un bain de nitrate de thorium dilué dans de l'eau en employant le filament comme électrode négative et un crayon de charbon comme électrode positive. Quand le dépôt d'oxyde de thorium est complètement achevé, le filament est séché et chauffé dans le vide. On peut employer du phosphore rouge pour absorber les gaz libérés.

R. R.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France. Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ÉRIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

MÉTHODE PRATIQUE POUR LE CALCUL DES LIGNES A COURANTS ALTERNATIFS PRÉSENTANT DE LA SELF-INDUCTION ET DE LA CAPACITÉ

On pouvait se contenter autrefois d'étudier les chutes de tension dans les lignes de transport d'énergie en tenant compte des effets de résistance et de self-induction. L'auteur du présent travail a, dans ce but, publié en 1894 dans cette revue ⁽¹⁾ des formules permettant d'exécuter ce calcul très simplement, même dans le cas des lignes polyphasées, en ramenant ces dernières au cas des lignes monophasées, au moyen de formules de « self-induction équivalente » qui permettent de traduire par un seul coefficient les effets d'induction propre et d'induction individuelle de chaque conducteur. Ces formules, qui sont de pratique courante, ne sont plus suffisantes pour traiter le problème de la propagation dans les longues lignes. Or celles-ci deviennent intéressantes depuis quelques années par suite des progrès considérables réalisés dans l'emploi des hautes tensions. Je me propose donc, dans ce qui suit, de compléter le travail rappelé ci-dessus, en vue de rendre les calculs d'inductance et de capacité des lignes facilement accessibles à tous les ingénieurs chargés d'étudier des projets de transmission à distance, sans qu'ils aient besoin de recourir à l'emploi de méthodes compliquées, ni à la lecture de théories trop savantes.

La question n'est pas nouvelle et de nombreux auteurs en ont fourni des solutions plus ou

⁽¹⁾ *L'Éclairage Électrique*, 1894, octobre, novembre. Je signale en passant que certains auteurs ont confondu ultérieurement les coefficients spéciaux L et M employés dans ladite étude avec les coefficients de Neumann L et M ; il en résulte des erreurs de signes qui n'existent pas dans mon travail.

moins élégantes ⁽¹⁾, notamment M. Kennelly ⁽²⁾ qui au moyen de fonctions circulaires ou hyperboliques imaginaires a donné des formules d'écriture très simple. Mais ensuite, pour passer des symboles aux chiffres, il reste à faire, chaque fois, toute une série de transformations compliquées; en outre, l'emploi des fonctions imaginaires, assez facile pour ceux qui en ont une grande habitude, prête à des erreurs pour les ingénieurs familiarisés seulement avec les quantités réelles ordinaires. C'est probablement la crainte des imaginaires, dans une question où elles ne sont pas du tout nécessaires, qui a empêché jusqu'ici les industriels de se familiariser avec ce problème. Dans ce qui suit, je me propose donc de rendre compte des effets de capacité, au moyen de quantités purement réelles, et de constructions graphiques qui simplifient énormément le calcul et qui permettent surtout de voir d'un seul coup d'œil l'influence de tous les éléments du problème sur les conditions de l'exploitation d'une transmission. Je choisirai de préférence pour l'exposé une forme très élémentaire, mais un peu longue, en rejetant dans une annexe un résumé plus rapide et plus élégant qui conduit aux mêmes résultats par l'emploi momentané des imaginaires. J'examinerai deux méthodes successives, mais c'est en réalité la seconde qui fait l'objet principal de ce travail et qui conduit aux résultats simplifiés les plus commodes pour la pratique. La première a, déjà, du reste, été exposée par moi rapidement dans une communication à la Société des Electriciens (Bulletin d'avril 1905, pages 311 et 577).

ÉQUATIONS GÉNÉRALES DU PROBLÈME.

Pour poser les équations les plus générales, applicables aussi bien aux lignes triphasées qu'aux lignes monophasées, nous considérerons, quel que soit le nombre de phases, chaque fil de ligne séparément, en supposant que les conducteurs sont symétriquement chargés et que le retour commun des courants se fait par un conducteur d'impédance nulle. Cela revient à admettre que toute canalisation comporte un fil neutre de résistance nulle: on en a toujours le droit, étant donné qu'aucun courant ne passe dans ce conducteur fictif, puisque la somme algébrique de tous les courants transmis par les conducteurs réels est nulle.

Les constantes linéiques ⁽³⁾ caractéristiques d'un conducteur, c'est-à-dire sa résistance linéique r , son inductance linéique l , sa capacité linéique c et sa conductance linéique de perte g , se rapportent à un fil unique (ou à un groupe de fils s'il y en a plusieurs en parallèle). De même, nous appellerons en valeurs instantanées i l'intensité du courant dans le fil

⁽¹⁾ Voici une bibliographie résumée du sujet :

Vaschy. Traité d'Électricité et de magnétisme, et Annales télégraphiques, *passim* (au point de vue des transmissions télégraphiques et téléphoniques).

Heaviside. Electrical papers (au même point de vue).

Blackesley. Traité des courants alternatifs; *Bedell et Crehore*, idem.

A. E. Kennelly. Electrical World, janvier 1894, Harvard Engineering Journal, 1906.

Steinmetz. Traité des courants alternatifs (postérieur aux travaux de Kennelly).

É. Guye. Éclairage Électrique, t. XXIII, 1900, p. 408.

Breisig. E. T. Z. 1902, p. 1137.

M. Leblanc. Transact. Americ. Institute El. Eng. May 1902.

Herzog et Feldmann. Elektrische Leitungsnetze, tomes I et II. Dans ce très excellent ouvrage se trouve l'exposé le plus clair et le plus didactique qu'on puisse désirer, et une comparaison intéressante des résultats de diverses méthodes.

Rüssler. Fernleitung der Wechselströme, juin 1905.

⁽²⁾ M. A. E. Kennelly a beaucoup développé, au point de vue des applications, les méthodes de Heaviside, notamment l'emploi des fonctions hyperboliques à arguments imaginaires, que j'évite ici; je n'ai eu, du reste, connaissance des travaux tout à fait remarquables de M. Kennelly qu'après avoir écrit le présent travail. Les méthodes de Heaviside et Kennelly sont surtout intéressantes pour l'étude de la téléphonie (cf. Kennelly, *Electrical World*, Congrès de Saint-Louis, 1904).

⁽³⁾ C'est-à-dire rapportées à l'unité de longueur suivant la terminologie de M. Hospitalier; cette unité est théoriquement le centimètre, pratiquement le kilomètre.

considéré en un point m , et v la différence de potentiel en ce point entre le fil utile et le fil neutre ou fictif.

Cela posé, prenons comme origine des longueurs le point d'arrivée de la ligne; soit x la distance du point m et considérons un élément très petit de longueur dx , présentant une résistance rdx , une inductance ldx , une conductance gdx et une capacité cdx .

A un moment quelconque, la différence de potentiel entre les deux extrémités de l'élément dx est la somme de la force électromotrice de self-induction $ldx \frac{di}{dt}$ et de la chute ohmique de tension $ridx$, et elle est égale à l'accroissement du potentiel absolu $\frac{dv}{dx}dx$ mesuré par rapport au fil neutre. On a donc la relation :

$$\frac{dv}{dx} = ri + l \frac{di}{dt}. \quad (1)$$

De même, l'intensité du courant n'est pas la même à l'entrée et à la sortie de l'élément dx ; une partie $\frac{di}{dx}dxdt$ de la quantité d'électricité idt qui entre dans celui-ci sert à faire varier pendant le temps dt la charge statique $vcdx$ et à alimenter la perte proportionnelle à la fonction gv . D'où la seconde relation :

$$\frac{di}{dx} = gv + c \frac{dv}{dt}. \quad (2)$$

Ces deux équations sont symétriques par rapport à i et à v et contiennent les deux dérivées de ces variables par rapport à i et à v . On peut en déduire, par élimination, deux équations qui ne contiennent chacune qu'une des variables, par exemple en différenciant l'équation (1) par rapport à x et y substituant la valeur de $\frac{di}{dx}$ tirée de (2), on obtient l'équation (3); une opération analogue donne l'équation (4).

$$\frac{d^2v}{dx^2} = rgv + (rc + lg) \frac{dv}{dt} + cl \frac{d^2v}{dt^2} \quad (3)$$

$$\frac{d^2i}{dx^2} = rgi + (rc + lg) \frac{di}{dt} + cl \frac{d^2i}{dt^2}. \quad (4)$$

On voit immédiatement que ces équations sont toutes deux exactement de même forme, l'une en i , l'autre en v , et les valeurs des coefficients sont les mêmes; toute forme de solution bonne pour l'une d'elles peut s'appliquer à l'autre, par un simple changement des constantes d'intégration. Il suffit donc d'étudier l'une d'elles, par exemple l'équation (3).

C'est une équation aux dérivées partielles, qui rentre dans une famille d'équations bien connues par le problème des cordes vibrantes. On sait, en effet, que l'équation d'une corde vibrante est de la forme

$$\frac{d^2y}{dx^2} = b^2 \frac{d^2y}{dt^2},$$

en appelant b une certaine quantité (représentant l'inverse d'une vitesse de propagation), et qu'elle a pour intégrale générale,

$$y = F(t - bx) + F'(t + bx), \quad (5)$$

en appelant F et F' deux fonctions algébriques quelconques, dont la forme se détermine par les conditions aux limites et qui peuvent toujours se traduire pour deux séries de Fourier. Cette solution signifie que le régime permanent d'oscillation d'une corde vibrante équivaut

à la superposition de deux régimes plus ou moins complexes de propagation, c'est-à-dire de paires d'ondes qui se propagent, l'une F , dans le sens positif avec une vitesse égale à $\frac{1}{b}$, et l'autre F' , dans le sens opposé avec une vitesse précisément égale. Si donc, dans l'équation (3), les coefficients des termes en v et dv étaient nuls, nous pourrions conclure de suite que le régime permanent d'oscillations stationnaires de la ligne équivaut à la propagation de deux ondes inverses avec des vitesses égales et opposées, dont l'une peut être considérée comme provenant de la réflexion de l'autre.

La présence d'un terme en dv indique qu'il y a un amortissement dans la propagation; et l'on sait résoudre aussi l'équation analogue pour le mouvement des cordes vibrantes obtenu en tenant compte de la résistance de l'air supposée proportionnelle à la vitesse. Dans ce cas, les ondes qui se propagent ne conservent pas une amplitude constante, mais celle-ci décroît suivant une loi exponentielle, c'est-à-dire proportionnellement à e^{-ax} , en appelant x le chemin parcouru et a un coefficient d'affaiblissement. Il en résulte que la solution générale donnée plus haut prend la forme :

$$v = \Sigma [A_1 e^{ax} \sin(\omega t + bx - \alpha) + B_1 e^{-ax} \sin(\omega t - bx - \beta)] \quad (6)$$

au lieu de la forme (5) qui conduisait simplement à :

$$v = \Sigma [A_1 \sin(\omega t + bx - \alpha) + B_1 \sin(\omega t - bx - \beta)],$$

ω étant la vitesse de pulsation d'un des harmoniques, $\frac{1}{b}$ la vitesse correspondante à cet harmonique, α et β deux angles de phase, A_1 et B_1 deux constantes d'intégration, a et b deux coefficients à déterminer.

C'est la forme (6) qu'il y aura lieu d'appliquer à notre équation (3), bien qu'elle contienne un terme en v ; car il est facile de voir que la présence de ce terme oblige seulement à modifier les valeurs des coefficients : en effet, si l'on différencie par rapport à x une expression telle que

$$A_1 e^{ax} \sin(\omega t + bx - \alpha)$$

on trouve :

$$\begin{aligned} & A_1 e^{ax} [a \sin(\omega t + bx - \alpha) + b \cos(\omega t + bx - \alpha)] \\ &= A_1 \sqrt{a^2 + b^2} e^{ax} \sin(\omega t + bx - \alpha + \theta) \end{aligned}$$

en posant

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{b}{a}.$$

C'est-à-dire qu'une différentiation équivaut à une multiplication de l'amplitude par $\sqrt{a^2 + b^2}$ et à une rotation de phase d'un angle $\left(\operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{b}{a}\right)$.

Une seconde dérivation donne donc un terme de la forme :

$$A_1 (a^2 + b^2) e^{ax} \sin(\omega t + bx - \alpha + 2\theta)$$

c'est-à-dire de même forme que celui en e^{ax} qui constitue l'expression de v elle-même, et qui n'en diffère que par l'amplitude et la phase; ce terme peut se combiner avec le premier. Il en serait de même pour les termes en e^{-ax} .

En définitive, on sait d'avance, par les connaissances générales de la physique, qu'on peut résoudre l'équation (3) par une solution de la forme (6), et notre seule tâche se ramène, par conséquent, à substituer cette solution dans l'équation (3) pour déterminer par identification les valeurs des coefficients a et b en fonction des coefficients r l c g. A cet effet, nous calculons à vue les dérivées par rapport à x par simple application de la règle que

nous venons d'énoncer, et les dérivées par rapport à t suivant la règle ordinaire, et nous les portons dans (3); on obtient ainsi

$$\begin{aligned} & A_1(a^2 + b^2)e^{ax} \sin(\omega t + bx - x + 2\theta) + B_1(a^2 + b^2)e^{-ax} \sin(\omega t - bx - \beta + 2\theta) \\ &= rg [A_1e^{ax} \sin(\omega t + bx - x) + B_1e^{-ax} \sin(\omega t - bx - \beta)] \\ &+ \omega(rc + lg) [A_1e^{ax} \cos(\omega t + bx - x) + B_1e^{-ax} \cos(\omega t - bx - \beta)] \\ &- \omega^2 cl [A_1e^{ax} \sin(\omega t + bx - x) + B_1e^{-ax} \cos(\omega t - bx - \beta)]. \end{aligned}$$

Développons le premier membre de façon à n'avoir comme angle variable que $(\omega t + bx - x)$ et $(\omega t - bx - \beta)$, et identifions les coefficients des deux membres de façon que l'équation soit satisfaite pour toute valeur de x et de t ; nous trouvons ainsi les deux conditions :

$$\begin{aligned} (a^2 + b^2) \cos 2\theta &= rg - \omega^2 lc \\ (a^2 + b^2) \sin 2\theta &= \omega(rc + lg), \end{aligned}$$

ou, en remplaçant $\sin 2\theta$ et $\cos 2\theta$ par leurs valeurs respectives $\frac{2ab}{a^2 + b^2}$ et $\frac{a^2 - b^2}{a^2 + b^2}$ tirées de l'expression de $\tan 2\theta$,

$$\begin{aligned} 2ab &= rg - \omega^2 lc \\ a^2 - b^2 &= \omega(rc + lg). \end{aligned}$$

$$\text{D'où, par suite, en posant } \begin{cases} p = rg - \omega^2 lc \\ q = \omega(rc + lg). \end{cases}$$

on tire les valeurs de a et b .

$$\begin{aligned} a &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{-\omega^2 cl + rg + \sqrt{(\omega^2 lc - gr)^2 + (\omega rc + \omega lg)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{p + \sqrt{p^2 + q^2}} \\ b &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\omega^2 cl - rg + \sqrt{(\omega^2 lc - gr)^2 + (\omega rc + \omega lg)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{-p + \sqrt{p^2 + q^2}}. \end{aligned}$$

Tous les coefficients de la solution sont donc connus, sauf les constantes d'intégration A, B, x, β que nous aurons à déterminer pour les conditions aux limites, c'est-à-dire d'après le régime à l'extrémité de la ligne.

L'intensité i du courant au point x peut être représentée par une solution de même forme que la tension v , puisque l'équation aux dérivées partielles en i est exactement la même que celle en v . Seules par conséquent les constantes d'intégration peuvent différer. Pour les rattacher à celles de v , il suffit de calculer i en fonction de v , au moyen de l'équation différentielle (2) en substituant dans le second membre l'expression précédente de v . D'où,

$$\begin{aligned} \frac{di}{dx} &= A_1e^{ax} [g \sin(\omega t + bx - x) + \omega c \cos(\omega t + bx - x)] \\ &+ B_1e^{-ax} [g \sin(\omega t - bx - \beta) + \omega c \cos(\omega t - bx - \beta)] \\ &= \sqrt{g^2 + \omega^2 c^2} [A_1e^{ax} \sin(\omega t + bx - x + \theta') + B_1e^{-ax} \sin(\omega t - bx - \beta + \theta')] \end{aligned}$$

en posant $\tan \theta' = \frac{\omega c}{g}$. Il suffit d'intégrer cette équation par rapport à x . Or, si l'on se reporte à la règle de dérivation d'une fonction ($e^{ax} \sin bx$) donnée plus haut, on voit immédiatement que l'intégrale du second membre s'obtient en divisant l'amplitude par $\sqrt{a^2 + b^2}$ et en décalant la phase d'un angle θ en retard. D'où,

$$i = \sqrt{\frac{g^2 + \omega^2 c^2}{a^2 + b^2}} [A_1e^{ax} \sin(\omega t + bx - x + \theta' - \theta) - B_1e^{-ax} \sin(\omega t - bx - \beta + \theta' - \theta)]$$

Nous poserons, pour simplifier l'écriture :

$$m = \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{g^2 + \omega^2 c^2}}; \quad \gamma = \theta' - \theta^{(1)},$$

et nous donnerons ainsi à i la forme simple :

$$i = \frac{A_1}{m} e^{ax} \sin(\omega t + bx - \alpha + \gamma) - \frac{B_1}{m} e^{-ax} \sin(\omega t - bx - \beta + \gamma)$$

par laquelle i est exprimé en fonction des mêmes constantes d'intégration que v . Les deux termes de cette expression ne diffèrent des deux termes de v que par le facteur $\frac{1}{m}$, par le décalage supplémentaire γ , et par le signe négatif du second terme.

Il résulte donc de l'intégration des équations différentielles du problème qu'en chaque point du câble alimenté à l'une de ses extrémités par une force électromotrice, sinusoïdale par hypothèse, les oscillations de force électromotrice et de courant sont également sinusoïdales et que chacune peut être considérée comme une combinaison de deux ondes se propageant dans le câble en sens inverse dont l'une provient de la réflexion de l'autre à l'extrémité, et qui subissent dans cette propagation à la fois un affaiblissement ou amortissement produit par la résistance du câble et une rotation de phase due à l'effet combiné de la capacité et de la self-induction. Tout ce qui précède se résume pour l'application dans l'énoncé suivant :

Théorème I. — On peut exprimer la tension en chaque point x du câble (dont l'abscisse est comptée à partir de l'arrivée) par une somme de deux vecteurs

$$U_x = (\overline{A_1 e^{ax}})_{\text{rot} + bx} + (\overline{B_1 e^{-ax}})_{\text{rot} - bx}$$

dans lesquels A_1, B_1 sont des constantes d'intégration à déterminer à l'origine et $\text{rot} \pm bx$ indique que le vecteur a tourné d'un angle $\pm bx$ par rapport à sa position pour $x = 0$.

Dans les mêmes conditions le courant est exprimé par une différence géométrique analogue en fonction des mêmes vecteurs,

$$I_x = \frac{1}{m} [(\overline{A_1 e^{ax}})_{\text{rot} + bx + \gamma} - (\overline{B_1 e^{-ax}})_{\text{rot} - bx + \gamma}]$$

dans laquelle $A_1 e^{ax}$ et $B_1 e^{-ax}$ sont les mêmes vecteurs que dans l'expression de la force électromotrice ; γ est l'angle de rotation défini plus haut par $\gamma = \arctg \frac{a\omega c - bg}{ag + \omega cb}$ et m le facteur d'influence, ou impédance équivalente, défini par $m = \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{g^2 + \omega^2 c^2}}$.

TRADUCTION VECTORIELLE DES ÉQUATIONS.

Première solution : application directe du théorème I. — Connaissant les constantes, il suffit de calculer en chaque point x de la ligne les amplitudes et les phases de deux oscillations

(1) On peut en déduire :

$$\lg \gamma = \frac{\frac{\omega c - b}{g} - \frac{a}{a}}{1 + \frac{\omega c - b}{g} \frac{b}{a}} = \frac{a\omega c - bg}{ag + \omega cb}$$

le décalage du courant I_1 sur U_1 à l'arrivée, φ le décalage de I_x sur U_x , ξ_1 l'angle entre A_1 et B_1 , ξ_x l'angle entre A_x et B_x .

Algébriquement, les valeurs de A_1 , B_1 et φ sont données par les relations suivantes déduites à vue des triangles de la figure

$$\begin{aligned} A_1^2 &= 1/4 [U_1^2 + m^2 I_1^2 + 2U_1 m I_1 \cos(\varphi_1 + \gamma)] \\ B_1^2 &= 1/4 [U_1^2 + m^2 I_1^2 - 2U_1 m I_1 \cos(\varphi_1 + \gamma)] \\ \cos \xi_1 &= \frac{A_1^2 + B_1^2 - U_1^2}{2A_1 B_1} \end{aligned}$$

On en déduit

$$A_x = A_1 e^{\frac{ax}{\text{rot } bx}}; \quad B_x = B_1 e^{\frac{-ax}{\text{rot } -bx}}.$$

D'où

$$\begin{aligned} U_x^2 &= A_1^2 e^{2ax} + B_1^2 e^{-2ax} - 2A_1 B_1 \cos(\xi_1 + 2bx) \\ I_x^2 &= A_1^2 e^{2ax} + B_1^2 e^{-2ax} + 2A_1 B_1 \cos(\xi_1 + 2bx) \end{aligned}$$

et, pour l'angle de phase entre U_x et I_x :

$$\varphi = \widehat{\text{angle } U_x, A_x} + \widehat{\text{angle } mI_x, A_x}^{(1)} - \gamma.$$

D'après la figure, on obtient immédiatement

$$\text{tg } \widehat{U_x, A_x} = \frac{B_x \sin \xi_x}{A_x - B_x \cos \xi_x} = \frac{B_x \sin(\xi_1 + 2bx)}{A_x + B_x \cos(\xi_1 + 2bx)}.$$

De même

$$\text{tg } \widehat{mI_x, A_x} = \frac{B_x \sin(\xi_1 + 2bx)}{A_x - B_x \cos(\xi_1 + 2bx)}.$$

D'où finalement

$$\varphi = \text{arc tg} \cdot \frac{2A_x B_x \sin(2bx + \xi_1)}{A_x^2 - B_x^2} - \gamma.$$

L'angle φ du vecteur de courant mI_x (amené dans sa phase exacte) avec le vecteur U_x correspondant mesure le décalage au point x , et le $\cos \varphi$ correspondant mesure le facteur de puissance. Cette méthode permet donc de connaître à l'extrémité, du côté de l'usine génératrice, la tension, le courant fourni et le facteur de puissance à la sortie de l'usine pour toute charge donnée à la station réceptrice.

Le rendement a comme d'habitude pour expression, en prenant : $x = L$.

$$\eta = \frac{U_L I_L \cos \varphi}{U_1 I_1 \cos \varphi_L}.$$

Pour rendre plus claire l'application de cette méthode, je reproduis ici, à titre d'exemple concret, une des épures que j'avais dressées, il y a plusieurs mois, pour l'étude d'une ligne de transmission pour courants monophasés d'une puissance de 20000 kilowatts environ jusqu'à la distance de 1000 kilomètres sous la tension d'arrivée de 80000 volts. La résistance de chaque câble par kilomètre était de 0,0632 ohms et les constantes a et b avaient pour valeurs, tous calculs faits :

$$\begin{aligned} a &= 0,0000624 \\ b &= 0,000316 \\ \gamma &= \text{arc tg} \frac{0,0000624}{0,316} = 11^\circ 30' \\ m &= 1,011. \end{aligned}$$

(1) Le vecteur mI_x est pris ici dans sa position initiale, avant la rotation γ en avant.

On a figuré cinq positions des vecteurs A et B donnant les valeurs du régime aux

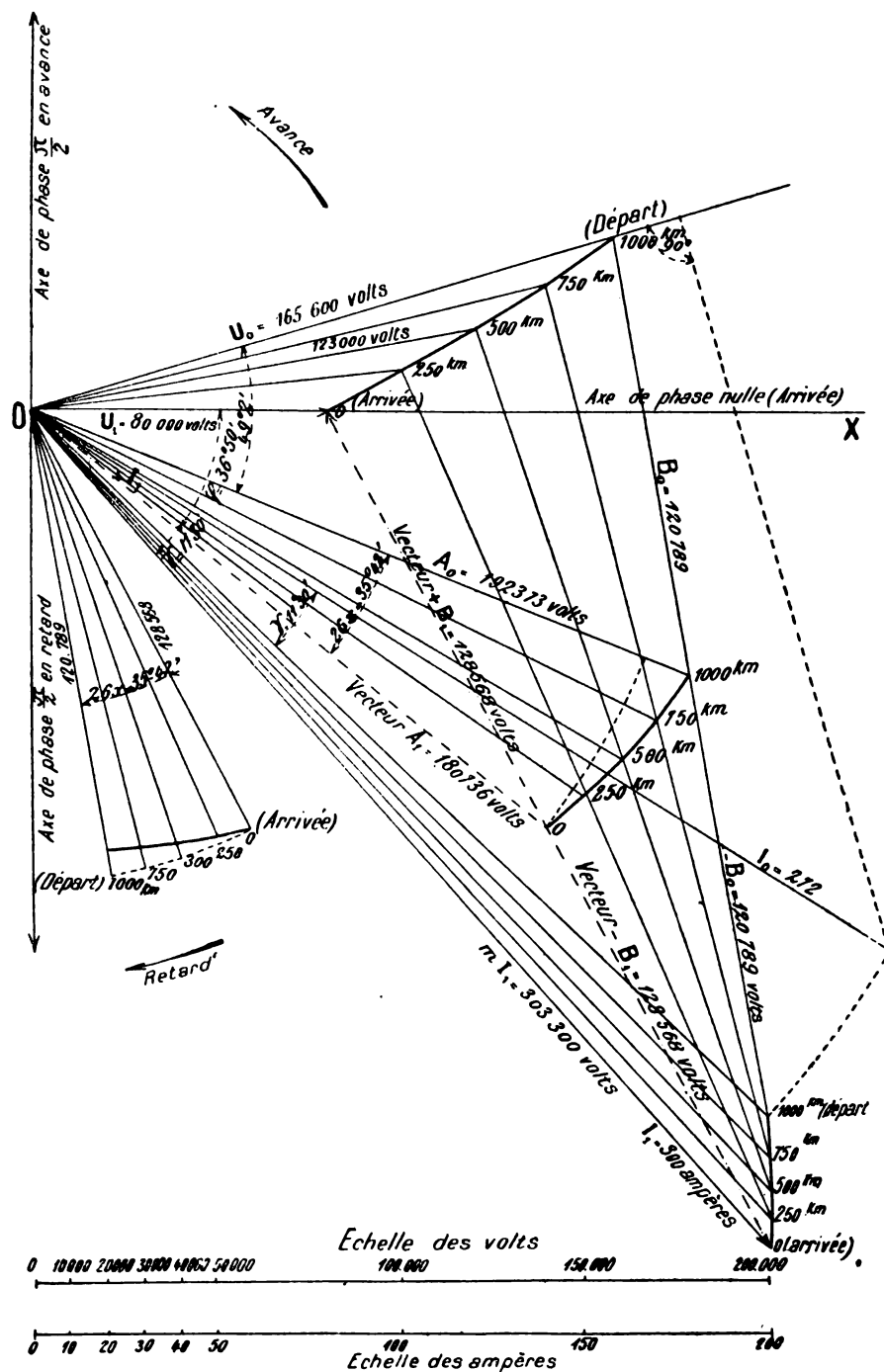


Fig. 2.

distances 0, 250, 500, 750, 1000 kilomètres de la station réceptrice; les chiffres kilométriques sont inscrits aux extrémités des vecteurs correspondants, pour rendre la lecture de l'épure plus facile.

Les lettres désignant ces vecteurs sont les mêmes que sur la figure 1 ; les échelles permettent de mesurer les grandeurs électriques sur les vecteurs.

Les intensités doivent être ramenées de 11°30' en avance pour que leur phase soit juste ; cette rotation a été indiquée seulement pour l'intensité au départ pour permettre de mesurer le décalage φ , et en déduire par projection sur la tension le facteur de puissance et la puissance vraie au départ.

On trouve ainsi que, pour 300 ampères à l'arrivée, avec un retard de 36°50' donnant $\cos \varphi = 0,80$, on doit avoir au départ :

$$\begin{aligned}
 U_0 &= 165\,600 \text{ volts} \\
 I_0 &= 272 \text{ ampères} \\
 \text{et } \cos \varphi_0 &= 0,655 \\
 \text{La puissance apparente } P_0 &= 45\,043 \text{ kilowatts,} \\
 \text{La puissance vraie est } \left\{ \begin{array}{ll} \text{départ } 0,80 \times 80\,000 \times 300 &= 19\,200 \text{ kilowatts} \\ \text{arrivée } 0,655 \times 165\,600 \times 272 &= 29\,500 \text{ —} \\ \text{rendement} &= 0,651. \end{array} \right.
 \end{aligned}$$

(A suivre.) A. BLONDEL.

NOTES SUR LES MACHINES D'EXTRACTION ÉLECTRIQUES (suite) (1).

La Société Alsacienne a établi un certain nombre d'autres treuils d'extraction à alimentation directe par courants triphasés, de puissances comprises entre 50 et 450 chevaux, mais, reconnaissant l'avantage du système Ilgner, elle l'a désormais adopté pour ses nouvelles installations. Elle construit actuellement pour la Compagnie des Mines de Béthune une machine d'extraction complète avec convertisseur Ilgner.

Cette machine est prévue pour assurer l'extraction, à 530 mètres de profondeur, avec des cages à 12 berlines, dans les conditions suivantes :

Nombre de cages à l'heure.	38
Durée des manœuvres.	26"
Durée de démarrage.	25"
Durée du ralentissement.	14"
Poids d'une cage à 12 berlines.	6 500 kilogrammes.
Poids de 12 berlines vides.	2 880 —
Charge utile maxima.	7 000 —
Puissance d'extraction en huit heures.	2 000 tonnes.

La machine d'extraction est constituée par une poulie Kœpe de 7 mètres de diamètre avec garniture en bois. Le noyau de cette poulie est en fonte ; les bras sont en fer profilé ; l'arbre creux est en acier Martin. Les poulies de frein font corps avec la poulie Kœpe.

L'arbre de la poulie Kœpe est accouplé rigidement avec deux moteurs placés de part et d'autre de ses paliers : les paliers principaux et les paliers extérieurs des moteurs sont tous supportés par un même socle en fer forgé présentant une grande résistance.

La puissance totale des moteurs d'extraction est comprise entre 1 150 et 1 575 chevaux : leur

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIV, 20 octobre 1906, page 90.

vitesse de rotation normale est de 29,5 tours par minute. Leurs arbres sont liés à l'arbre de la poulie par l'intermédiaire de plateaux d'accouplement.

Ces moteurs sont alimentés par deux convertisseurs Ilgner. L'énergie électrique est produite à l'usine génératrice sous forme de courants triphasés à 5 000 volts et 50 périodes. Chaque convertisseur est constitué par un moteur asynchrone d'une puissance normale de 400 chevaux ayant une vitesse de rotation maxima de 485 tours. Chaque moteur asynchrone entraîne une dynamo de démarrage à excitation séparée dont la différence de potentiel aux bornes peut varier de 0 à 450 volts. Les deux génératrices sont reliées en série : il en est de même des deux moteurs d'extraction. La tension totale varie entre 0 et 900 volts.

Le volant de chaque convertisseur Ilgner est en acier fondu d'une seule pièce et pèse 21,5 tonnes : la vitesse périphérique est de 85 mètres ; la force vive emmagasinée est de 5 000 000 kilogrammètres ; les parties les plus fatiguées du volant travaillent, au maximum, à 5 kilogrammes par millimètre carré. Le volant peut atteindre, sans aucun inconvénient, en cas d'emballlement des machines génératrices de la station centrale, une vitesse périphérique de 96^m,50. Les paliers sur lesquels repose l'arbre sont graissés sous pression par de l'huile comprimée fournie par deux pompes dont une sert de rechange. L'une d'elles est actionnée par l'arbre du volant, et l'autre par le convertisseur qui fournit le courant d'excitation. Une circulation d'eau de réfrigération assure un bon refroidissement des paliers.

Chaque volant est muni de sabots de frein agissant à sa partie inférieure et permettant de l'arrêter quand il ne tourne plus qu'au dixième de sa vitesse. Ces sabots peuvent servir à le soulever pour changer les coussinets des paliers.

Lorsque la charge et, par suite, l'intensité du courant dans le moteur asynchrone tendent à augmenter, un régulateur, actionné par un transformateur série branché sur le circuit primaire, détermine l'introduction de résistances dans le circuit du rotor du moteur : la présence de ces résistances provoque une diminution de la vitesse de rotation du moteur, atteignant 15 % de la vitesse de rotation normale. Pendant la période d'arrêt, la charge et l'intensité du courant ayant une tendance à diminuer, le fonctionnement inverse du régulateur provoque la mise en court-circuit des résistances intercalées sur le rotor, et le moteur reprend sa vitesse normale. Ce régulateur permet de régler la valeur moyenne de la puissance moyenne absorbée pendant tout le travail de la machine d'extraction et de maintenir constante à 5 % près l'intensité des courants triphasés soutirés à l'usine génératrice.

Le courant d'excitation nécessaire aux deux groupes convertisseurs Ilgner est fourni par deux petits groupes convertisseurs dont un sert de rechange, l'autre assurant seul le service des deux dynamos de démarrage et des moteurs.

Pour l'arrêt de chaque groupe Ilgner, on a prévu un dispositif de freinage électrique réalisé en faisant débiter la génératrice sur des résistances ; les connexions nécessaires sont effectuées par un système de commutateurs : la valeur du freinage est réglée par modification du courant d'excitation de la génératrice ; un ampèremètre spécial permet au mécanicien d'effectuer convenablement ce réglage.

La conduite de la machine d'extraction est effectuée au moyen de deux leviers. L'un, le levier de manœuvres, commande le rhéostat de champ et agit ainsi sur l'excitation des dynamos de démarrage. Un dispositif de verrouillage empêche le mécanicien de dépasser la vitesse limite de 10 mètres pour le transport du personnel. Le second levier commande les freins dont les sabots fonctionnent soit comme freins de manœuvre, pour bloquer la charge ou produire l'arrêt, soit comme frein de sécurité. La commande du frein de manœuvre est effectuée par un robinet à trois voies de distribution d'air comprimé, dont l'action sur le cylindre du frein provoque le serrage ou le desserrage ; le robinet à trois voies est com-

mandé par le levier de frein. Le fonctionnement du frein de sécurité est produit par un contrepoids dont la chute provoque le serrage : ce contrepoids est maintenu normalement soulevé par l'action de l'air comprimé dans un cylindre ; il se trouve libéré ou bien quand l'air comprimé vient à manquer, ou bien quand la cage dépasse la recette par le jeu des index de l'indicateur de position, ou bien à la main par la manœuvre d'un levier de secours, ou bien en cas d'interruption du courant, par le jeu d'un solénoïde. L'air comprimé nécessaire aux freins est fourni par un petit compresseur spécial ou bien par la distribution générale du siège.

Une liaison mécanique, établie entre les deux leviers de manœuvre et de freinage, réalise les conditions suivantes destinées à donner toute sécurité :

Au repos, le frein étant serré, on ne peut déplacer le levier que d'une quantité réduite, juste suffisante pour produire dans le moteur le couple normal sans que le desserrage se produise. La mise en route définitive ne peut se faire qu'après manœuvre du levier de freinage, c'est-à-dire desserrage des freins.

En marche, on ne peut desserrer le frein qu'après avoir ramené le levier de manœuvre dans une position voisine de la position verticale (arrêt), telle que le moteur ne développe plus que le couple normal à l'arrêt. Le moteur ne peut donc pas être surchargé et endommagé par une fausse manœuvre du levier de frein.

On se rappelle d'ailleurs, d'après les notes précédentes sur le système Ilgner, que les freins ne servent que tout à fait au dernier moment pour immobiliser définitivement la cage, le freinage étant assuré par le fonctionnement de la dynamo de démarrage elle-même qui travaille en motrice en récupérant de l'énergie mécanique qu'emmagasine le volant du groupe.

Comme appareil de sécurité, on a employé un indicateur de niveau, actionné par l'arbre moteur, dont les curseurs agissent, par l'intermédiaire d'un mécanisme simple, sur le levier de manœuvre, de manière à réduire automatiquement la vitesse et à produire automatiquement l'arrêt de la cage. Une cloche d'alarme, actionnée par l'indicateur de niveau, et un signal mis en mouvement par un tachymètre Karlik quand la vitesse dépasse une certaine limite, complètent les dispositifs de sécurité.

Dans une conférence faite à Vienne à l'Elektrotechnischer Verein, M. Ilgner a lui-même décrit en détail deux récentes installations effectuées d'après son système par les ateliers Siemens-Schuckert et a indiqué quelques particularités intéressantes de ces installations.

L'une d'elles est celle du puits Karwin, appartenant au comte Larisch-Mönnich. Ce puits possédait une ancienne machine d'extraction à vapeur et des chaudières insuffisantes pour une exploitation intensive avec une profondeur de 530 mètres. Il est situé à 1800 mètres de l'usine génératrice centrale, possédant une capacité de 1000 kilowatts produits au moyen de machines à vapeur et de 800 kilowatts produits au moyen de moteurs à gaz, de fours à coke. On décida de refaire toute l'installation en employant une machine d'extraction électrique, avec groupe convertisseur Ilgner. La machine devait être capable d'assurer l'extraction de 1600 tonnes en 13 heures (soit 1000 tonnes environ en 8 heures) d'une profondeur de 530 mètres.

La machine comprend deux tambours cylindriques de 4^m,70 de diamètre et 1^m,50 de largeur. La cage contient quatre berlines portant une charge utile de 750 kilogrammes : on dispose donc, pour chaque trait, de 865 secondes, y compris 25 secondes pour le chargement et déchargement de la cage à deux étages. La vitesse maxima d'extraction fut fixée à 12 mètres et la durée du trait fut ainsi répartie : 25,5 secondes pour l'accélération de 0^m,28 à 0^m,535 par seconde, 26 secondes pour la pleine vitesse, et 10 secondes pour l'accélération

négative de $1^{\text{m}},20$ par seconde. L'accélération progressive choisie permet de démarrer avec une intensité de courant à peu près constante.

Le câble a un diamètre de 40 millimètres et pèse $4^{\text{kg}},5$ par mètre, ce qui donne, au début du trait, un poids de câble de 2300 kilogrammes à ajouter à la charge utile de 3000 kilogrammes. Les tambours sont garnis de bois dur rainuré. L'un des deux tambours est fixe et l'autre mobile sur l'arbre de la machine : le tambour mobile est relié à l'arbre par des segments dentés engrenant sur une roue dentée clavetée sur l'arbre. Les paliers, à graissage par bagues, sont fixés sur un socle formé de fers en U bétonné sur les fondations. A l'extérieur d'un des paliers, l'arbre porte un plateau d'accouplement boulonné au plateau correspondant à l'arbre du moteur.

Le moteur électrique, dont la puissance atteint 1350 chevaux à la vitesse de 48 tours par minute à la fin de l'accélération, est muni de pôles auxiliaires assurant une bonne commutation dans l'un et l'autre sens de rotation et sous les différentes tensions d'alimentation. Une résistance, branchée en parallèle avec les enroulements inducteurs de ces pôles, permet de régler une fois pour toutes leur action.

Le frein d'arrêt, destiné à maintenir la cage immobilisée, est manœuvré par de l'air comprimé fourni, sous la pression de 8 atmosphères, par un compresseur à air à commande automatique. Deux cylindres assurent la commande des freins ; l'un, vertical, maintient soulevé le contrepoids de sûreté et est, par suite, rempli d'air comprimé tant que la machine fonctionne normalement ; l'autre, horizontal, actionne le frein de manœuvre, et ne peut être mis en fonctionnement que quand le courant est coupé. Inversement, le courant ne peut être rétabli que quand le frein est démarré. Le contrepoids du frein de sûreté est libéré dès que l'air comprimé cesse d'agir dans le cylindre correspondant.

Les organes de commande de la machine d'extraction consistent en deux leviers (fig. 9) dont l'un commande le rhéostat d'excitation de la dynamo de démarrage du groupe convertisseur et l'autre commande les freins. Des enclenchements mécaniques, prévus entre ces deux leviers, empêchent toute fausse manœuvre. Outre la commande du rhéostat d'excitation, qui permet de faire varier très progressivement (grâce au grand nombre de touches employé) la différence de potentiel aux bornes du moteur d'extraction, le levier de manœuvre agit sur un interrupteur qui, à la position d'arrêt du levier (position verticale), introduit dans le circuit d'excitation du moteur d'extraction une résistance de valeur élevée, afin d'éviter les pertes d'énergie inutiles dans l'enroulement inducteur de celui-ci et de réduire l'échauffement de bobines inductrices.

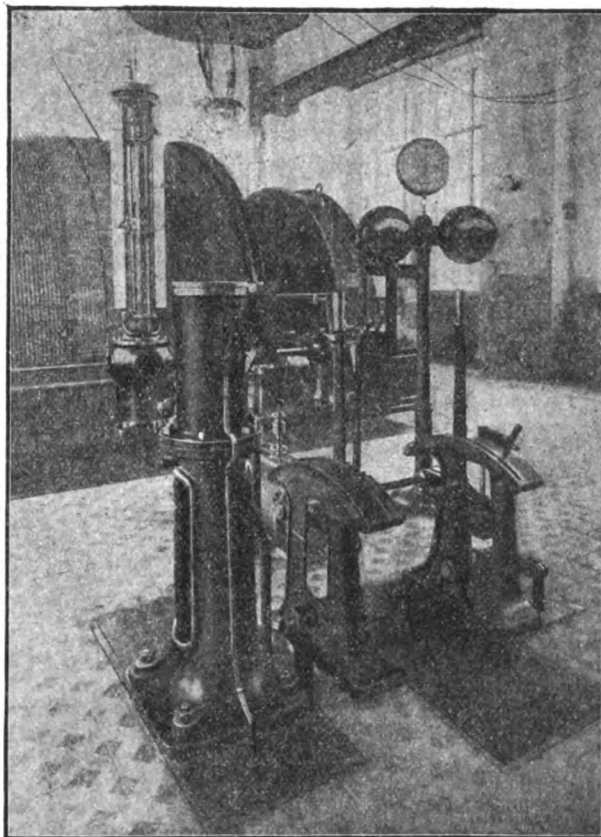


Fig. 9. — Machine d'extraction du puits Karwin.

Pour le transport du personnel, les règlements autrichiens interdisent l'emploi d'une vitesse supérieure à 6 mètres par seconde. On a donc employé un dispositif de verrouillage limitant simplement le déplacement que le mécanicien peut imprimer au levier de manœuvre. La commande de ce verrouillage peut être faite à distance, depuis l'accrochage par exemple.

Le dispositif de commande de la machine d'extraction est muni d'un appareil de sécurité manœuvré par l'indicateur de profondeur. Cet appareil est représenté par la figure 10. L'indicateur de profondeur porte deux vis sans fin actionnées chacune par l'un des tambours par l'intermédiaire d'engrenages d'angles. Sur ces vis se déplacent deux index qui indiquent la position de la cage. Ces index portent des pièces courbes qui, à la partie supérieure de leur déplacement, agissent sur un levier double K en forme d'U muni de deux galets de roulement. Celui-ci est mobile autour d'un tourillon et est relié par des leviers et des tiges de renvoi *t* au secteur de commande du rhéostat *Rh* (fig. 10) de telle façon qu'il soit dans sa position moyenne quand le rhéostat est au zéro (position I, fig. 11).

La machine d'extraction étant arrêtée, lorsque le mécanicien manœuvre

le levier pour remonter la cage située au fond de la mine, le double levier K vient buter contre la pièce portée par l'index, et il est impossible au mécanicien de le pousser plus loin, c'est-à-dire de démarrer trop vite (position II, fig. 11). La forme de la courbure de cette pièce correspond aux positions que doit occuper successivement le levier pour que le

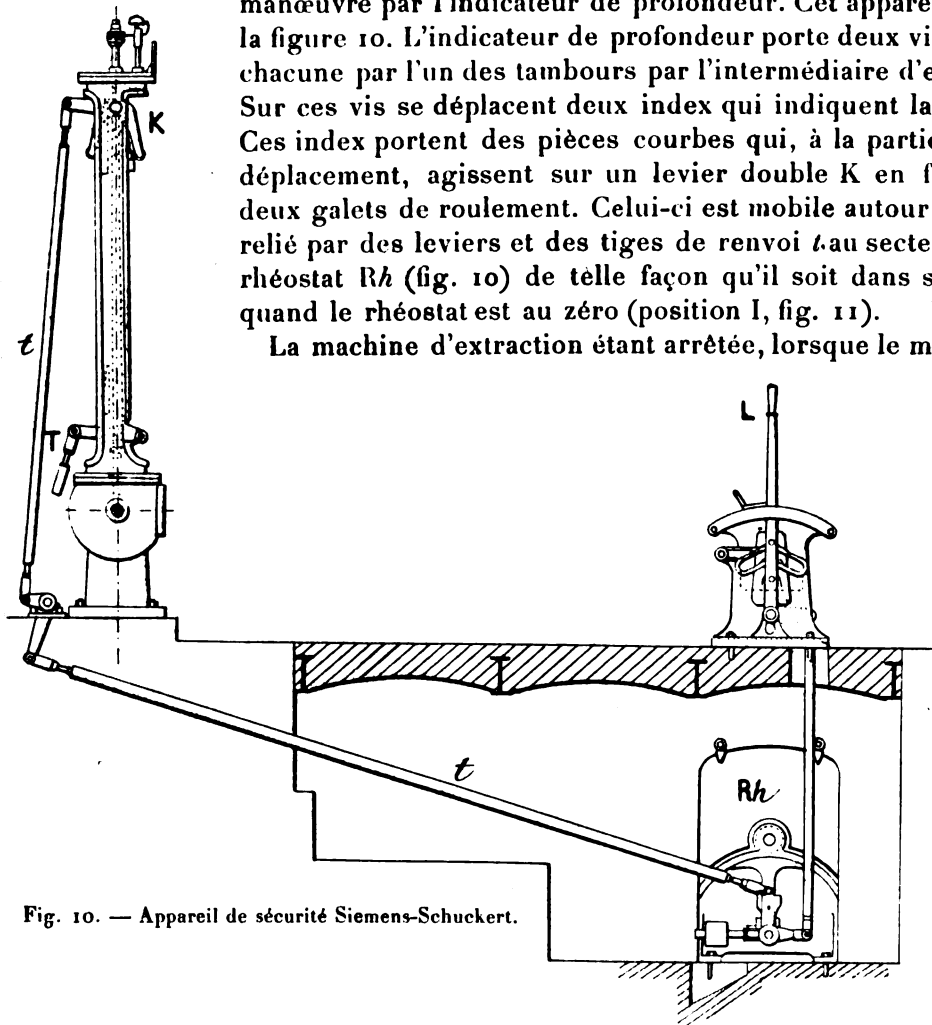


Fig. 10. — Appareil de sécurité Siemens-Schuckert.

démarrage soit correct. A la fin du démarrage, le levier double et la pièce courbe de l'index occupent la position III (fig. 11) : l'index quitte le galet du double levier K et le levier de manœuvre peut être amené à fond. La machine a atteint alors sa vitesse normale, et le trait se continue jusqu'à la période de ralentissement. A ce moment, l'index de la cage remontante vient agir sur le double levier K et sa pièce courbe entre en contact avec le galet, en faisant basculer peu à peu le levier double K autour de son axe. La position IV (fig. 11) correspond au début du ralentissement, la position V à la fin du ralentissement, et la position VI à l'arrêt. On voit que la courbure des pièces portées par les index détermine une fois pour toutes la vitesse de démarrage en fonction de l'espace parcouru par la cage, et la période de ralentissement qui précède l'arrêt. Pour l'arrêt, la forme des pièces courbes des index laisse au mécanicien une certaine latitude, après la période de ralentissement, afin qu'il puisse amener la

cage exactement à la hauteur voulue. Mais si, par inadvertance, il laisse la cage dépasser la recette, les pièces des index (position VII, fig. 11) entraînent avec elles une tige qui, par l'intermédiaire du renvoi T, ouvre le robinet du frein de sûreté et, par suite, déclanche le contrepoids, provoquant ainsi l'arrêt immédiat de la machine. Le cylindre à air du frein de sûreté est complété par un électro-aimant qui maintient un poids. Si le courant vient à être interrompu pour une cause quelconque, ce poids, oscillant autour d'un axe fixe, ouvre le robinet du cylindre à air et provoque, en libérant le contrepoids du frein, le serrage de celui-ci et l'arrêt de la machine. Cet électro-aimant est aussi désaimanté quand il se produit un défaut dans le circuit d'excitation du moteur d'extraction.

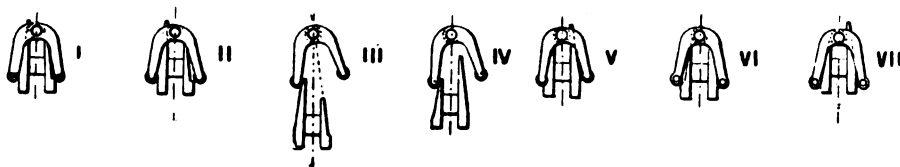


Fig. 11. — Positions du levier et des index.

Le levier du contrepoids du frein de sûreté agit sur un levier transversal, qui, lorsque le frein fonctionne, ramène le rhéostat à sa position neutre. Pour que le mécanicien ne reçoive pas un choc du levier de manœuvre, un dispositif mécanique simple interrompt la liaison entre celui-ci et l'organe de commande du rhéostat au moment où le frein de sûreté fonctionne.

Le convertisseur Ilgner comprend un moteur triphasé, une dynamo de démarrage, et un volant situé en dehors du palier du moteur asynchrone et de la dynamo. Il est accouplé rigidement avec l'arbre du groupe, mais, dans les nouveaux groupes convertisseurs Ilgner, cet accouplement peut être facilement défait lorsqu'on veut utiliser le convertisseur sans volant. Le moteur a une puissance de 400 chevaux à une vitesse de rotation de 500 tours par minute correspondant à une fréquence de 33,3 périodes par seconde. La dynamo génératrice est munie de pôles de commutation et porte, en bout d'arbre, l'excitatrice fournissant le courant nécessaire pour son excitation et pour celle du moteur d'extraction. En outre, l'arbre porte une poulie qui, par l'intermédiaire d'une courroie, entraîne le compresseur d'air.

Le volant pèse 28 tonnes et est établi de telle façon que, lors de la pleine charge de la machine d'extraction, la diminution de vitesse du groupe soit de 8 % : le GD² du volant est de 251 960 kilogrammètres et celui du convertisseur est de 4 240 kilogrammètres, soit au total 256 200 kilogrammètres. Un frein à bande, agissant sur le volant, permettrait, en cas de nécessité, de l'arrêter rapidement. La vitesse périphérique du volant est de 86 mètres par seconde. Les deux paliers sont graissés par de l'huile sous pression et sont refroidis par une circulation d'eau. Les pompes à huile sont entraînées par friction : la pression de l'huile comprimée est de 8 kilogrammes, c'est-à-dire un peu inférieure à la pression de l'arbre sur les coussinets. Un manomètre à huile actionne un signal d'alarme dès que la pression de l'huile s'abaisse au-dessous d'une certaine valeur.

Le moteur du groupe convertisseur travaille à puissance à peu près constante par le jeu d'un régulateur de glissement qui introduit automatiquement dans le circuit du rotor des résistances de valeur variable et modifie ainsi le glissement suivant la charge. Ce régulateur ferme le circuit d'un petit moteur qui, par l'intermédiaire d'engrenages, manœuvre dans l'un ou l'autre sens la manette du rhéostat. A la grande vitesse, il n'y a aucune rési-

stance intercalée dans le rotor ; à la plus faible vitesse, la totalité des résistances est intercalée : pour des variations de 8 %, comme dans le cas présent, les pertes dans les résistances ne sont donc que de 4 %. Des ressorts permettent de régler le relais pour que la puissance

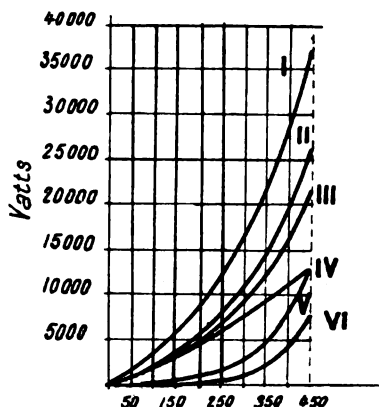


Fig. 12.

La courbe II est relative au frottement des paliers et de l'air avec le volant seul : la courbe III est relative de même au frottement des paliers et de l'air avec le volant enfermé dans une enveloppe ; la courbe IV montre les pertes dues aux frottements dans les paliers, pour le volant seul, les courbes V et VI montrent les pertes dues au frottement de l'air sur le volant seul, à l'air libre d'abord (V), puis enfermé (VI). On voit nettement, sur ces deux

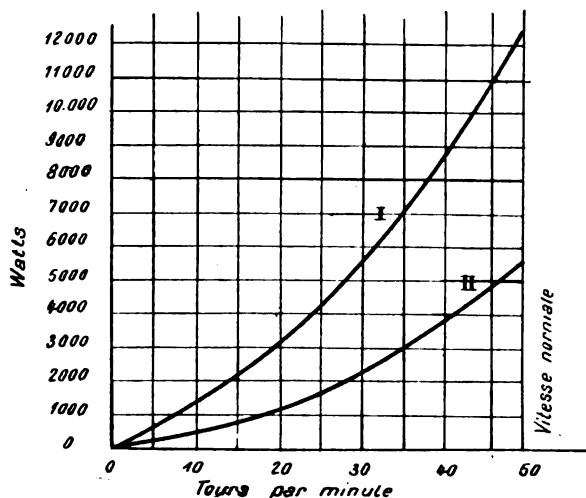


Fig. 13.

pertes sont extrêmement faibles par rapport à la puissance maxima de 1350 chevaux du moteur. Le moteur était excité par un courant constant de 57 ampères sous 200 volts. La courbe I représente les pertes par frottement (moteur et tambours) et les pertes dans le fer ; la courbe II représente les pertes par frottements seules, pour les paliers, l'air et les balais. Le frottement des balais seuls absorbait 3400 watts à 49,5 tours par minute. La moitié des pertes totales à vitesse normale sont dues aux pertes dans le fer du moteur ; 6 kilowatts seulement représentent les pertes par frottements.

moyenne soutirée à la centrale ait la valeur voulue, proportionnée à l'intensité du service d'extraction. L'efficacité de ce réglage est prouvée par l'exploitation actuelle du puits Karwin, où l'on extrait d'une profondeur de 300 mètres seulement la moitié de la charge utile prévue. La charge de la machine d'extraction est donc seulement le tiers de la puissance normale, et le convertisseur n'absorbe, en fait, que 100 à 120 kilowatts, soit environ un tiers de la puissance normale.

Les pertes dues au convertisseur et, en particulier, les pertes à vide ont été étudiées en détail par M. Röhle dont les résultats d'expérience sont indiqués par les courbes de la figure 12. La courbe I est relative aux pertes dans le convertisseur et aux frottements des paliers, de l'air et des balais.

Les dernières courbes, le gain important que l'on réalise en enfermant le volant dans une enveloppe. Ce gain atteint 5 kilowatts à la vitesse de rotation de 450 tours par minute. Il se produit une élévation de température surprenante de 28° dans l'enveloppe du volant. Les courbes relevées sur le groupe convertisseur seul sans volant montrent aussi l'importance des pertes dues au frottement de l'air. La consommation totale d'énergie du volant, par suite des frottements dans les paliers et du frottement dans l'air, est de 21 kilowatts, c'est-à-dire 6,2 % de la puissance absorbée par le moteur du groupe.

Les pertes de la machine d'extraction elles-mêmes, relevées avant la pose du câble, sont indiquées par la figure 13. On voit que ces

La seconde installation, décrite par M. Ilgner comme type des installations de faible puissance, est celle du puits Gisela à Dux (Bohême). La machine doit extraire à chaque trait 1 600 kilogrammes de charbon d'une profondeur de 162 mètres. La vitesse d'extraction n'est

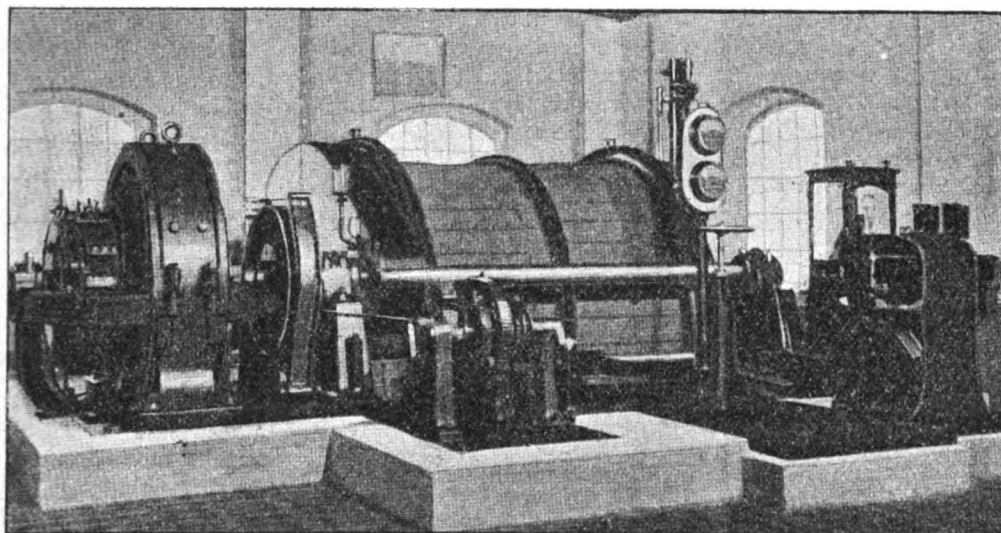


Fig. 14. — Machine d'extraction du puits Gisela.

que de 4 mètres par seconde. Les deux tambours en fonte (fig. 14) sont recouverts d'un revêtement en bois et ont 2^m,60 de diamètre et 1^m,10 de largeur : l'arbre est attaqué par le moteur électrique par l'intermédiaire d'engrenages dont le rapport de démultiplication est

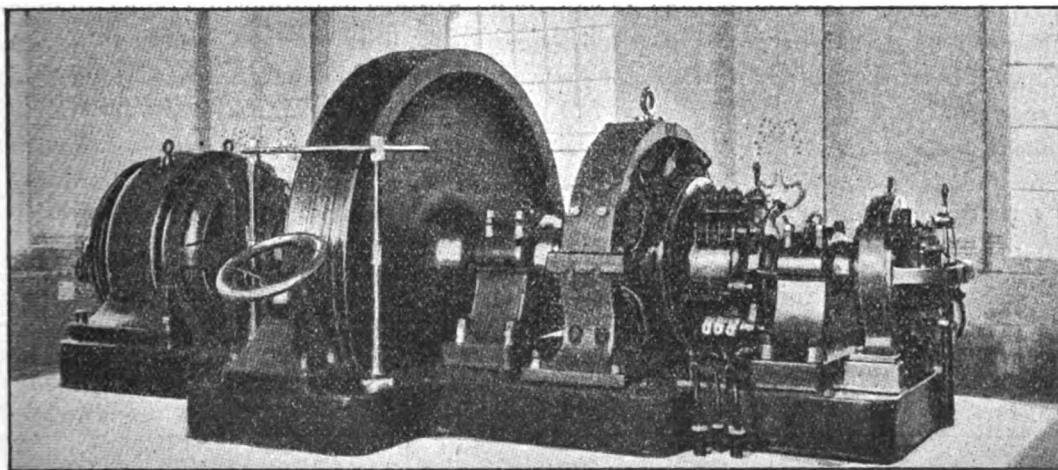


Fig. 15. — Groupe convertisseur de la machine du puits Gisela.

de 1/6 : le moteur a une puissance de 200 chevaux à la vitesse de rotation de 180 tours par minute.

Le groupe convertisseur (fig. 15) présente quelques particularités intéressantes. Il est entièrement monté sur un socle en une seule pièce : le volant, placé entre le moteur et la dynamo

...

de démarrage, pèse 5,5 tonnes et tourne à la vitesse de 750 tours par minute ; son diamètre est de 2^m, 10. Les paliers sont munis de coussinets à billes, ce qui a permis de simplifier considérablement le graissage. Le moteur triphasé a une puissance de 90 chevaux et est muni d'un régulateur de glissement. Cet appareil, que représente la figure 16, agit aussi sur l'excitation de l'excitatrice du groupe, montée en bout d'arbre, et agit automatiquement pour modifier la valeur du courant d'excitation de cette machine de telle sorte que la tension produite reste constante malgré les variations de vitesse du groupe. L'excitation du moteur d'extraction reste ainsi invariable pendant tout le trait, ce qui est avantageux. Jusqu'alors, on avait souvent été conduit, pour disposer d'une tension d'excitation constante, à ne pas monter l'excitatrice sur le groupe et à employer un petit groupe convertisseur spécial pour l'excitation. Cette solution présentait l'inconvénient que, en cas d'arrêt de la centrale ou d'interruption du courant, on ne peut pas profiter de la force vive emmagasinée dans le volant pour effectuer encore un certain nombre de traits, puisqu'on ne peut plus exciter les machines. Il est vrai que l'on peut, dans ce cas, employer une petite batterie d'accumulateurs en parallèle avec le groupe d'excitations.

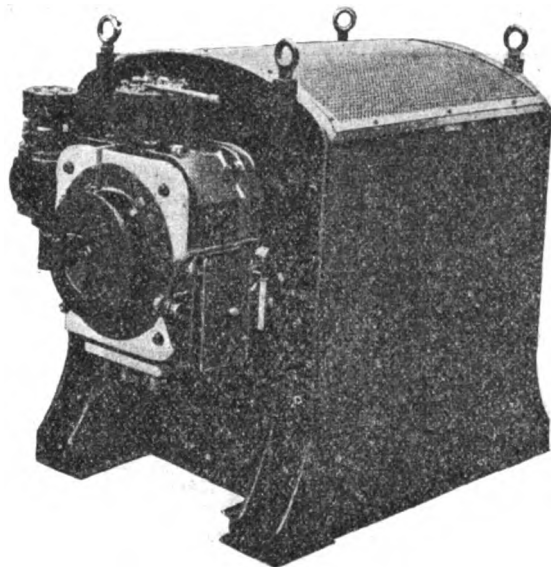


Fig. 16. — Rhéostat de réglage.

considérablement le graissage. Le moteur triphasé a une puissance de 90 chevaux et est muni d'un régulateur de glissement. Cet appareil, que représente la figure 16, agit aussi sur l'excitation de l'excitatrice du groupe, montée en bout d'arbre, et agit automatiquement pour modifier la valeur du courant d'excitation de cette machine de telle sorte que la tension produite reste constante malgré les variations de vitesse du groupe. L'excitation du moteur d'extraction reste ainsi invariable pendant tout le trait, ce qui est avantageux. Jusqu'alors, on avait souvent été conduit, pour disposer d'une tension d'excitation constante, à ne pas monter l'excitatrice sur le groupe et à employer un petit groupe convertisseur spécial pour l'excitation. Cette solution présentait l'inconvénient que, en cas d'arrêt de la centrale ou d'interruption du courant, on ne peut pas profiter de la force vive emmagasinée dans le

volant pour effectuer encore un certain nombre de traits, puisqu'on ne peut plus exciter les machines. Il est vrai que l'on peut, dans ce cas, employer une petite batterie d'accumulateurs en parallèle avec le groupe d'excitations.

Au point de vue des consommations de vapeur présentées par différents types de machines d'extraction, on peut indiquer les résultats suivants⁽¹⁾ d'une série d'essais très complets effectués par les soins du Dampfkessel-Überwachungsverein sur un grand nombre de machines d'extraction à vapeur. Ces essais ont porté sur des machines de différents types et ont conduit aux chiffres suivants de consommation de vapeur par cheval-heure fourni au puits :

MACHINES D'EXTRACTION A VAPEUR À DISTRIBUTION PAR TIROIRS
CONSOMMATION DE VAPEUR PAR CHEVAL-HEURE FOURNI AU PUIT :

TYPE DE MACHINES	CONSOMMATION pendant LA PÉRIODE PRINCIPALE D'EXTRACTION kilogrammes.	CONSOMMATION PENDANT UN SERVICE DE 24 HEURES kilogrammes.
Jumelées sans condensation.	25 à 35	30 à 40
Jumelées avec condensation.	23 à 32	28 à 37
Tandem-Jumelées sans condensation.	23 à 30	28 à 35
Tandem-Jumelées avec condensation.	20 à 25	25 à 30

⁽¹⁾ Publiés en détail dans *Glückauf*, 19 mai 1906.

MACHINES D'EXTRACTION A VAPEUR A DISTRIBUTION PAR SOUPAPES
CONSUMMATION DE VAPEUR PAR CHEVAL-HEURE FOURNI AU PUIT

TYPE DE MACHINES	CONSUMMATION pendant LA PÉRIODE PRINCIPALE D'EXTRACTION kilogrammes.	CONSUMMATION PENDANT UN SERVICE DE 24 HEURES kilogrammes.
Tandem-Jumelées sans condensation.	19 à 24	22 à 24
Tandem-Jumelées avec condensation.	16 à 18	18 à 20

A côté de ces chiffres, on peut citer les chiffres suivants, relatifs à des machines d'extraction électriques établies d'après le système Ilgner, chiffres calculés en supposant, à l'usine génératrice, une consommation de vapeur de 8^{kg},5 par kilowatt-heure.

MACHINE D'EXTRACTION ÉLECTRIQUE SYSTÈME ILGNER
CONSUMMATION DE VAPEUR PAR CHEVAL-HEURE FOURNI AU PUIT

	CONSUMMATION pendant LA PÉRIODE PRINCIPALE D'EXTRACTION kilogrammes.	CONSUMMATION PENDANT UN SERVICE DE 24 HEURES kilogrammes.
	12 environ.	14 environ.

Ces chiffres montrent nettement l'économie que l'on peut attendre de l'emploi de machines d'extraction électriques. Les avantages que présentent, en outre, ces machines, ont été déjà développés au début de notre première étude sur ce sujet.

(A suivre.)

R. DE VALBREUZE.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la détermination expérimentale du rapport des unités électriques (fin) (1). — L. Rayleigh, — *The Electrician*, 14 septembre 1906.

Quoique la méthode du condensateur soit la meilleure, elle n'est pas encore assez parfaite. La construction d'un électromètre absolu présente des difficultés, qu'a signalées Abraham. Théoriquement, le meilleur dispositif est celui décrit par Maxwell dans lequel un cylindre intérieur C se meut coaxialement à l'intérieur de cylindres fixes coaxiaux A et B. Il suffit de supposer que C et A sont au potentiel zéro, B étant au potentiel électrostatique B.

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 20 octobre 1906, p. 100.

Les capacités des parties des cylindres à proximité des extrémités du cylindre intérieur ne sont pas affectées par le mouvement, pourvu qu'une longueur suffisante du cylindre intérieur pénètre dans chacun des cylindres extérieurs. Près des extrémités des cylindres creux, et près des extrémités du cylindre intérieur, les distributions de l'électricité ne peuvent pas être déterminées par le calcul, mais la distribution à proximité de l'intervalle séparant les cylindres extérieurs n'est pas altérée par le mouvement du cylindre intérieur pourvu qu'aucune de ses extrémités ne vienne à proximité de l'intervalle et que les distributions aux extrémités du cylindre intérieur se déplacent avec lui, de façon que le mouvement ait seulement pour effet d'augmen-

ter ou de diminuer la longueur des portions du cylindre intérieur où la distribution est semblable à celle qui existe sur un cylindre infini.

Soient a le rayon du cylindre intérieur et b celui du cylindre extérieur : la force avec laquelle le premier est attiré dans B est

$$F = 1/4 B^2 / \log(b/a).$$

F dépend seulement du rapport des diamètres des cylindres B et C. Si l'on suppose, par exemple, que $2a = 2$ et $2b = 4$, on a

$$\log(b/a) = \log 2 = 0,69.$$

Si le potentiel B correspond à 2 000 volts, on a :

$$B = \frac{2 \times 10^{11}}{\nu} = \frac{2 \times 10^{11}}{3 \times 10^{10}} = \frac{20}{3}$$

et $F = 16$ dynes. La valeur de F étant proportionnelle au carré de B^2 , on a 64 dynes pour 4 000 volts et 144 dynes pour 6 000 volts. En ce qui concerne l'effet des erreurs dans les mesures fondamentales b et a , on a, en posant

$$y = \log(b/a) :$$

$$\frac{dy}{y} = \frac{db}{by} + \frac{da}{ay},$$

ou, avec les proportions indiquées ci-dessus :

$$\frac{dy}{y} = \frac{d(2b)}{0,7(2b)} - \frac{d(2a)}{0,7(2a)}.$$

Le cylindre extérieur est celui qui présente les plus grandes difficultés de mesure, mais une erreur absolue donnée est moins importante. Si l'on suppose $2b = 4$ et $d(2b) = 1/1000$, on a

$$\frac{d(2b)}{0,7(2b)} = \frac{1}{3000} \text{ environ,}$$

et l'erreur proportionnelle commise sur y est divisée par 2 quand on passe à celle de B. Ce ne sont pas les diamètres moyens des cylindres qu'il faut déterminer ici.

Cette forme de l'électromètre absolu a été employée par Hurmuzescu dans ses recherches : avec la disposition employée, le mouvement du cylindre intérieur était horizontal et non rigoureusement axial. L'auteur trouve qu'il vaudrait mieux suspendre le cylindre mobile C verticalement à une balance ordinaire, le cylindre C et le cylindre fixe A supérieur étant connectés à la terre par des fils très fins. La force agissante peut être doublée si l'on double les cylindres de l'autre côté de la balance.

On peut étudier théoriquement la longueur que doivent avoir les cylindres. La répartition du

potentiel dans l'espace annulaire compris entre B et A dans l'intervalle existant entre C et A peut être facilement étudiée. Pour les emplois pratiques, il suffit de traiter le problème comme s'il était à deux dimensions. Soient r le rayon et z la coordonnée axiale mesurée à partir de l'extrémité de A ; le potentiel V dans l'anneau a pour valeur approximative :

$$V = \Sigma H e^{-mz(b-a)} \sin \frac{m\pi(r-a)}{b-a},$$

en désignant par M une constante d'intégration et par H une constante arbitraire variable avec m . Aux surfaces des cylindres où $r = a$ et $r = b$, V disparaît. Si l'on suppose $m = 1$, on a, puisque $e^\pi = 23,2$:

$$V = H_1 (23,2)^{-z/(b-a)} \sin \frac{\pi(r-a)}{b-a}$$

on voit que quand $z = b - a$, la valeur de V est réduite à la 23^e partie de celle relative au cas où $z = 0$. Quand $z = 4(b - a)$, c'est-à-dire à une distance de l'extrémité égale à quatre fois l'épaisseur de l'anneau, la valeur de ce terme est 290 000 fois plus faible, et on peut conclure que toute la répartition du potentiel peut être négligée. Un raisonnement semblable s'applique à l'anneau entre B et C : donc une longueur totale de 8 à 9 fois l'épaisseur de l'anneau semble amplement suffisante.

Il y a peu d'inconvénient à augmenter plus la longueur des cylindres fixes, mais même là, il y a des limites. Il est facile de voir que le prolongement du cylindre supérieur A au potentiel nul ne présente aucune importance. Mais, pour le cylindre B, il faut étudier la question de plus près. On suppose l'extrémité de ce cylindre munie d'un fond, et on étudie l'effet de la distance finie l de ce fond. Si l'on regarde ce fond comme un piston mobile dans le cylindre B qu'il ferme, on voit que, si ce fond se déplace avec le cylindre C comme un ensemble rigide, le raisonnement de Maxwell s'applique exactement comme si le cylindre B était infini. La correction que l'on veut déterminer est égale à la force d'attraction qui tend à déplacer le piston vers C.

Le potentiel à l'intérieur de B peut être exprimé au moyen des fonctions de Bessel en fonction des valeurs de V sur le plan qui contient le fond de C. Ainsi, si z est mesuré au-dessus de ce plan, on peut écrire :

$$V = \Sigma A J_0(kr) \operatorname{sh} k(l-z),$$

k ayant une série de valeurs telles que

$$J_0(kb) = 0,$$

b étant le rayon de B. Chaque terme dans les équations précédentes satisfait à l'équation générale de Laplace et se réduit à zéro sur les parois et le fond du cylindre. Soit σ la densité d'électricité sur le fond ($z=l$), on a :

$$4\pi\sigma = dV/dz (=l).$$

Pour la force d'attraction sur le fond considéré comme un tout, on a l'expression suivante:

$$\text{Force} = \frac{1}{8\pi} \iint \left(\frac{dV}{dz} \right)^2 dS,$$

dS représentant un élément de surface. On a :

$$dV/dz (=l) = -\Sigma k \Lambda J_0(kr)$$

et, puisque les produits des différents termes doivent disparaître quand on intègre le long du cercle $r=b$;

$$\begin{aligned} \text{Force} &= 1/4 \int_0^b r dr \Sigma k^2 \Lambda^2 [J_0(kr)]^2 \\ &= 1/8 \Sigma k^2 b^3 \Lambda^2 J_0^2(kb). \end{aligned}$$

Les valeurs de kb sont 2,404, 5,520, 8,654, etc. Quand $z=0$, on a :

$$V = \Sigma \Lambda J_0(kr) \text{ sh } kl$$

et l'on peut trouver les valeurs de Λ si l'on connaît celles de V pour tout le cercle $r=b$. On a :

$$\begin{aligned} \int_0^b V J_0(kr) r dr &= \Lambda \text{ sh } kl \int_0^b J_0^2(kr) r dr \\ &= 1/2 b^2 \Lambda \text{ sh } kl J_0^2(kb) \end{aligned}$$

$$\text{Force} = \Sigma \frac{1/2 k^2 \left[\int_0^b V J_0(kr) r dr \right]^2}{b^2 \text{ sh } kl \cdot J_0^2(kb)}.$$

La force est déterminée si l'on connaît la valeur de V pour tout le cercle $r=b$. On sait que $W=1$ de $r=0$ à $r=a$ et que de $r=a$ à $r=b$ sa valeur tombe de 1 à 0, mais on ne connaît pas la loi exacte de cette chute. On peut avoir une valeur approchée de l'intégrale en prenant $V=1$ jusqu'au rayon $1/2(a+b)$ et, ensuite, $V=0$.

Dans ce cas, on a :

$$\int_0^b V J_0(kr) r dr = -\frac{1/2(a+b)}{k} J_0' [1/2 k(a+b)]$$

$$\text{Force} = \Sigma \frac{(a+b)^2 J_0^2 [1/2 k(a+b)]}{8b^2 \cdot \text{sh}^2 kl \cdot J_0^2(kb)}.$$

Si l'on veut trouver une limite supérieure de la force d'attraction, on peut supposer la valeur

$V=1$ étendue jusqu'à $r=b$, sans altérer beaucoup les résultats. En écrivant $a=b$ dans la formule précédente, on a l'expression simple

$$\text{Force} = 1/2 \Sigma [\text{sh } kl]^{-2}.$$

C'est la force avec laquelle le piston est attiré vers C quand la différence de potentiel est égale à l'unité : il exprime l'excès de force avec laquelle C est attiré sur celle qui agirait si l'on avait $l=\infty$. Dans le cas considéré où $b=Za$, cette dernière est égale à $1/3$ environ.

Comme on l'a dit, la valeur principale de kl est 2,404 $1/b$. Si l'on suppose la distance de C au fond de B égale au diamètre de ce dernier, $l=2b$ et $\text{sh}(4,808)$ peut être identifié avec $(1/2)e^{4,808}$ puisque l'on peut négliger les autres termes correspondant à des valeurs plus élevées de k . Donc on a :

$$\text{correction à la force} = 2e^{-9,6} = (6,500)^{-1}$$

Cette valeur doit être comparée à $1/3$: donc, si l'on néglige la correction, on commet une erreur inférieure à $1/2200$. Cette erreur, quoique diminuée finalement de moitié, est trop considérable. Il faut donc, ou bien augmenter un peu la valeur de l , ou bien calculer la correction.

L'objection que l'on peut faire à la méthode est l'emploi d'un potentiel élevé. Pour éviter une décharge dans l'air, on peut arrondir les bords.

B. L.

Sur la largeur des raies spectrales d'après le principe de Doppler. — O. Schönrock. — *Drudes Annalen*, septembre 1906.

Un certain nombre de lampes à vapeur métallique en quartz ayant été confiées pour des essais de durée et de rendement à l'Institut physico-chimique (Technische Reichsanstalt), et ces lampes produisant de la lumière homogène, on fut conduit à étudier cette lumière au point de vue de la possibilité d'interférence, qui dépend principalement de la longueur des raies spectrales individuelles. Les résultats de ces expériences seront publiés ultérieurement ; l'auteur se propose seulement d'étudier la largeur des raies au point de vue théorique, parce que peu de publications ont été faites sur ce sujet.

Largeur des raies en supposant que toutes les molécules aient la même vitesse. — Les raies du spectre étant caractéristiques pour les éléments chimiques, on suppose les centres d'émission liés à la molécule ou à l'atome. Les molécules se dé-

plaçant avec des vitesses importantes dans l'espace d'après la théorie cinétique des gaz, il y a dans le rayon visuel, même si tous les centres produisent la même oscillation définie par la longueur d'ondes λ_0 dans l'air, toute une série d'oscillations due au principe de Doppler. Cela serait, par hypothèse, la seule cause de la largeur des raies. On suppose, dans ce cas, que les perturbations résultant de chocs réciproques des molécules, de leur rotation, de l'amortissement de l'oscillation, etc., ne jouent aucun rôle au point de vue de la largeur des raies et qu'en outre les forces électriques ne doivent pas être prises en considération quoiqu'il s'agisse d'électroluminescence, c'est-à-dire de la luminescence de vapeurs sous l'effet de phénomènes électriques.

Pour diminuer la perturbation due aux chocs des molécules entre elles, il faut choisir une faible densité de vapeur, c'est-à-dire une pression de quelques millimètres seulement. D'autre part, le vide ne doit pas être trop poussé pour que l'on puisse appliquer les lois de la théorie des gaz.

Lippich a donné le premier une expression pour la largeur des raies spectrales en admettant que toutes les molécules se déplacent uniformément avec la même vitesse dans toutes les directions de l'espace. On obtient ainsi une bande dont la largeur Δ exprimée en longueur d'ondes λ pour valeur :

$$\Delta = 2\lambda_0 q/c, \quad (1)$$

en désignant par c la vitesse de la lumière dans l'air et par q la vitesse des molécules dont le carré est égal au carré moyen $\bar{q}^2$. L'intensité i de la lumière est constante dans la bande Δ .

Largeur des lignes en supposant la loi de répartition de la vitesse indiquée par Maxwell. — Si l'on abandonne l'hypothèse que toutes les molécules ont la même vitesse et si l'on part de la loi de répartition de la vitesse indiquée par Maxwell, on arrive, d'après Rayleigh, à la répartition d'intensité suivante dans la ligne spectrale

$$i = e^{-\beta \lambda_0^2 c^2 n^2} \quad (2)$$

en posant $i = 1$ pour λ_0 . Dans cette fonction exponentielle, β est lié à la vitesse moyenne $\bar{q}$ d'une molécule par la relation

$$\bar{q} = 2/\sqrt{\pi\beta}. \quad (3)$$

Le coefficient n désigne la variation de l'inverse de la longueur d'ondes, c'est-à-dire que :

$$n = \frac{1}{\lambda_0} - \frac{1}{\lambda}. \quad (4)$$

En portant en abscisses les valeurs de n et en ordonnées les valeurs de i , on obtient une courbe d'intensité.

Pour vérifier expérimentalement l'équation (2), on peut faire des expériences d'interférence. En désignant par J_1 l'intensité existant au milieu d'une bande sombre d'interférence, par J_2 celle existant au milieu de la bande claire voisine, la visibilité V des interférences est définie par le rapport

$$V = (J_2 - J_1)/(J_2 + J_1) \quad (5)$$

qui peut être déterminé expérimentalement.

Les deux faisceaux interférents peuvent présenter la différence de trajet X , égale au double de l'épaisseur de la plaque d'air employée. On trouve pour V la valeur théorique

$$V = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} i \cos(2\pi n X) dn}{\int_{-\infty}^{+\infty} i dn} \quad (6)$$

d'où l'on tire, avec les équations (2) et (3) :

$$V = e^{-\pi^2 X^2 / \bar{q}^2 c^2} = e^{-\pi^2 X^2 (\bar{q})^2 / 4\lambda_0^2 c^2}. \quad (7)$$

Détermination expérimentale de la demi-largeur d'une raie. — Pour permettre la comparaison entre les valeurs calculées et observées de V , qui sont fonction de X , on peut introduire, comme l'a fait Michelson, la notion de demi-largeur d'une raie. De même que, d'après l'équation (2), on a $i = 1$ pour $n = 0$, on a, d'après l'équation (7), $V = 1$ pour $X = 0$. Soient $i = 1/2$ pour $n = n_1$ et $V = 1/2$ pour $X = X_1$. Les équations (2) et (7) peuvent s'écrire sous la forme :

$$i = 2^{-n^2/n_1^2} \quad (8)$$

$$V = 2^{-X^2/X_1^2}. \quad (9)$$

D'après la valeur de n_1 , on connaît toute la répartition de l'intensité dans la raie spectrale. Si l'on observe X_1 , on peut calculer n_1 de la façon suivante. On a, d'après (2) et (8) :

$$\begin{aligned} \text{Log } i &= -\beta \lambda_0^2 c^2 n^2 = -(n^2/n_1^2) \text{Log } 2 \\ \beta \lambda_0^2 c^2 &= \text{Log } 2/n_1^2. \end{aligned} \quad (10)$$

Ensuite, l'équation (7) prend la forme :

$$V = e^{-\pi^2 X^2 n_1^2 / \text{Log } 2}. \quad (11)$$

On tire de même, de (11) et (9), l'équation :

$$\begin{aligned} \text{Log } V &= -\pi^2 X^2 n_1^2 / \text{Log } 2 = -(X^2/X_1^2) \text{Log } 2 \quad (11a) \\ n_1 &= \text{Log } 2 / \pi X_1. \end{aligned} \quad (12)$$

La grandeur n_1 exprimée en longueur d'ondes est nommée demi-largeur de la raie. A n_1 corres-

pond λ_1 , c'est-à-dire que l'on a, d'après (4) :

$$n_1 = (1/\lambda_0) - (1/\lambda_1). \quad (13)$$

Si l'on tient compte alors de ce que δ est très petit vis-à-vis de λ_0 , on a, d'après l'équation (12) :

$$\delta = \lambda_1 - \lambda_0 = (\lambda_1 - \lambda_0) (\lambda_0^2 / \lambda_0 \lambda_1) = n_1 \lambda_0^2 \quad (14)$$

$$= \text{Log } 2 l_0^2 / \pi X_1 = 0,22064 \lambda_0^2 / X_1.$$

D'après cette équation, on déduit de X_1 la demi-largeur observée δ .

Calcul théorique de la demi-largeur d'une raie.

— D'après les équations (10) et (9), on obtient l'équation :

$$n_1^2 = \pi \text{Log } 2 (\bar{q})^2 / 4 \lambda_0^2 c^2. \quad (15)$$

D'après l'équation (14), on a donc :

$$\delta = n_1 \lambda_0^2 = q \lambda_0 \sqrt{\pi \text{Log } 2 / 2c}. \quad (16)$$

On sait, d'après la théorie des gaz, que :

$$(\bar{q})^2 = 8q^2 / 3\pi. \quad (17)$$

On a donc, d'après l'équation (16) :

$$\delta = \frac{\lambda_0}{c} \sqrt{\frac{2 \text{Log } 2}{3}} \sqrt{q^2}. \quad (18)$$

Or, l'équation générale d'un gaz idéal de pression p , de densité ρ , de température absolue T , de poids moléculaire m , est la suivante :

$$p = R \cdot \rho \cdot T / m, \quad (19)$$

R désignant la constante absolue du gaz. De cette équation et de la relation

$$p = 1/3 \rho \bar{q}^2, \quad (20)$$

donnée par la théorie des gaz, on déduit :

$$\bar{q}^2 = 3RT/m. \quad (21)$$

d'où, d'après l'équation (18) :

$$\delta = \frac{\sqrt{2R \text{Log } 2}}{c} \lambda_0 \sqrt{\frac{T}{m}}. \quad (22)$$

En unités absolues C. G. S. employées aussi pour les longueurs d'ondes, afin d'éviter des erreurs, on a

$$R = 83155 \cdot 10^3; \quad c = 29980 \cdot 10^6.$$

On tire donc de l'équation (22) la formule :

$$\delta = 0,0635813 \lambda_0 \sqrt{T/m} \quad (23)$$

dans laquelle on a, pour T , la valeur :

$$T = t + 273,09. \quad (24)$$

Largeur réelle d'une raie. — Avant d'entrer dans le détail de la comparaison entre les valeurs observées et les valeurs calculées, l'auteur parle de la largeur réelle d'une raie spectrale. Contrai-

nement à la demi-largeur, qui est bien définie, la largeur réelle d'une raie ne peut pas être déterminée exactement et dépend, pour l'œil comme pour la plaque photographique, des conditions d'expérience. On peut regarder comme largeur réelle Δ celle qui va jusqu'aux points pour lesquels $i = 0,05$, ou 5 % de l'éclat maximum de la raie.

Pour obtenir une relation entre la demi-largeur δ et la largeur réelle Δ , l'auteur pose

$$n = an_1. \quad (25)$$

L'équation (8) prend alors la forme suivante :

$$i = 2^{-a^2} \quad (26)$$

et l'on a, pour a , la valeur :

$$a = \sqrt{-\log i / \log 2}. \quad (27)$$

Pour la valeur déterminée de i , on a donc, d'après l'équation (14), la valeur de Δ :

$$\Delta = 2n\lambda_0^2 = 2an_1\lambda_0^2 = 2a\delta. \quad (28)$$

Pour $i = 0,05$, on a $2a = 4,2$, d'où

$$\Delta = 4,2\delta. \quad (29)$$

La valeur de Δ n'est pas beaucoup modifiée si l'on choisit une valeur sensiblement différente pour i . La valeur, certainement trop élevée, $i = 1$ conduit à la valeur $\Delta = 3,6\delta$, tandis que la valeur $i = 0,01$ donne $\Delta = 5,2\delta$.

Si dans l'équation (29) on introduit la valeur de δ d'après l'équation (18), on obtient pour Δ la relation :

$$\Delta = 4,2 \sqrt{\frac{2 \text{Log } 2}{3}} \frac{\lambda_0 \sqrt{q^2}}{c} = \frac{2,9\lambda_0 \sqrt{q^2}}{c}. \quad (30)$$

(A suivre.)

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur l'influence des pôles de commutation sur la construction de machines normales à courant continu. — W. Oelschläger. — *Elektrotechnische Zeitschrift*.

Les avantages qui résultent de l'emploi de pôles de commutation résident principalement dans la possibilité d'augmenter de 30 à 40 %, par rapport à sa valeur primitive maxima, la puissance d'une machine électrique à courant continu. L'augmentation du prix de revient due à l'adjonction de pôles auxiliaires est insignifiante grâce à la simplicité du dispositif et à la facilité d'exécution.

Ces avantages ne présentent toute leur valeur

que dans les machines où l'échauffement admis permet cet accroissement de puissance, c'est-à-dire avant tout dans les machines de forte et de moyenne puissance ayant une vitesse de rotation pas trop faible où, par une construction judicieuse, l'on peut toujours obtenir une bonne ventilation. Dans les petites machines de 10 à 50 chevaux où l'élévation de température limite vite l'accroissement de puissance que l'on peut attendre de l'emploi de pôles auxiliaires, ce mode de construction ne semble offrir d'avantages que dans certains cas particuliers, tels que la construction de moteurs à vitesse variable entre de larges limites, de moteurs à très grandes vitesses de rotation, de survolteurs, etc.

L'auteur examine si, et dans quelle mesure, l'emploi de pôles de commutation peut offrir des avantages pratiques pour la construction de machines normales de faible puissance, dans lesquelles le gain de puissance réalisé dans ce mode de construction est limité à cause de l'échauffement.

Le dimensionnement d'une machine à courant continu ordinaire et, en particulier, de l'induit, dépend presque entièrement des exigences d'une bonne commutation. La tendance générale est de réduire la longueur de la machine et d'augmenter le diamètre pour obtenir de meilleures conditions de commutation. L'emploi de pôles de commutation permet de s'affranchir de ces considérations et de dimensionner la machine, sans tenir compte de la commutation, de la façon qui semble la plus avantageuse au point de vue commercial. On peut faire une machine plus longue, ce qui abaisse en général le prix de revient : on peut aussi établir avec le même diamètre et différentes longueurs d'induit deux ou plusieurs machines de puissances différentes. Cette façon de procéder est très avantageuse. L'établissement de plusieurs machines de même diamètre conduit à des économies sensibles et permet, non seulement une fabrication plus économique, mais encore la réduction du nombre des éléments de machines.

Le collecteur est l'une des parties les plus coûteuses de la machine à courant continu. Dans les machines ordinaires, on a été conduit à augmenter le nombre de lames pour obtenir une bonne commutation ; ce mode de construction est coûteux, et l'augmentation de prix de revient semble supérieure aux avantages que l'on en

retire au point de vue de l'augmentation de puissance ; en outre, malgré ces artifices, il est bien difficile de construire une machine de faible puissance pour 440 volts et au delà.

L'emploi de pôles auxiliaires permet de se débarrasser de toutes ces difficultés : le nombre des lames peut être abaissé à la limite la plus favorable au point de vue pratique et il n'y a pas de difficulté à employer le même nombre de lames de collecteur pour haute et basse tension, car on n'est pas limité dans le nombre de tours d'enroulement par lame de collecteur dans une machine à pôles auxiliaires.

Les bobines inductrices constituent généralement la partie qui atteint le plus rapidement la limite de température dans les petites machines, si l'on n'adopte pas, pour ces bobines, un poids de cuivre tout à fait disproportionné pour abaisser suffisamment les pertes Joule dans l'inducteur. L'induit peut, même dans les petites machines, être établi de façon à présenter relativement une bonne ventilation : au contraire, il est à peu près impossible de ventiler artificiellement les bobines inductrices dans les petites machines.

Même à ce point de vue, la machine à pôles auxiliaires est préférable : en effet, on peut réduire l'entrefer à une valeur extrêmement faible et décharger d'une façon importante les bobines inductrices. La machine à pôles auxiliaires exigeant, pour l'excitation, beaucoup moins d'ampère-tours par pôle que la machine ordinaire de même puissance, on peut non seulement diminuer le poids de cuivre des bobines inductrices, mais encore abaisser la hauteur radiale des noyaux inducteurs et faire une économie sur le fer de ceux-ci et de la culasse, en réduisant le diamètre extérieur.

Un avantage particulier des machines à pôles auxiliaires est la possibilité de réglage de la vitesse de rotation par variation de champ. En outre, le calage des balais est invariable sur la zone neutre, et les moteurs peuvent tourner indifféremment dans l'un ou l'autre sens sans modification de la position des balais. Dans les machines à pôles de commutation, il est important que la zone neutre, dans laquelle se produit la commutation, soit suffisamment large. Le pôle de commutation doit être assez large dans la direction tangentielle pour déborder de part et d'autres les balais en charbon d'une quantité suffi-

sante pour que l'on puisse un peu décaler les balais. Une machine à pôles de commutation trop étroits est très sensible. Il est donc recommandable, dans des machines tétrapolaires de puissance comprise entre 10 et 50 chevaux, de ne pas donner à l'arc polaire une valeur supérieure à 70 % du pas polaire : il faut, en outre, se garder d'adopter un nombre d'encoches trop faible. Un faible nombre d'encoches qui conduirait encore à de bons résultats dans des machines ordinaires, peut ne plus être employé dans des machines à pôles auxiliaires dès que l'intensité de champ des pôles auxiliaires subit des oscillations trop importantes par suite du mouvement des encoches : il faut que la surface du fer sous un pôle de commutation ne varie pas trop. Le pôle de commutation doit couvrir environ 1,25 à 1,50 fois le pas des encoches dans des machines tétrapolaires de faible puissance. Les machines hexapolaires se montrent encore plus sensibles à ce point de vue, de sorte que l'on ne doit pas descendre au-dessous de 1,50 à 1,75 fois le pas des encoches pour la longueur des pôles de commutation. La machine à six pôles ne présente, d'ailleurs, pour les très faibles puissances, qu'une place trop restreinte pour les pôles de commutation : il ne faut commencer à employer six pôles que pour des puissances de 60 à 70 chevaux.

Il est important aussi que le pas d'enroulement coïncide autant que possible avec le pas polaire ; les pas raccourcis ne doivent pas être employés avec les machines de commutation, car il faut veiller à ce que les deux côtés d'un élément d'enroulement soient simultanément sous les pôles de commutation.

L'enroulement série est généralement meilleur que l'enroulement parallèle, auquel est défavorable le faible entrefer qui caractérise les machines à pôles de commutation.

B. L.

Théorie des moteurs monophasés à collecteur en tenant compte de la dispersion. — A. Thomälén. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 9 septembre 1906.

Sumec a développé la théorie des moteurs monophasés à collecteur en se basant sur les réactances mutuelles entre le stator et le rotor. L'auteur reprend ces développements en tenant compte de la dispersion. La chute ohmique, la

réductance du fer et l'influence des bobines court-circuitées sont négligées. L'enroulement est supposé uniformément réparti.

Soient D le diamètre de l'induit en cm.,

b la longueur —

l le double de l'entrefer en cm.,

p le nombre de paires de pôles,

ω la vitesse angulaire du courant alternatif,

ν le rapport de la vitesse de rotation à la vitesse synchrone b/p ,

ξ_1 le nombre de tours de l'enroulement statorique par branche,

ξ_2 le nombre de tours de l'enroulement rotorique par branche,

$c = \xi_2/\xi_1$,

$z = L\omega$ l'inductance du stator dépourvu de dispersion,

τ_1 et τ_2 les coefficients de dispersion de Heyland,

$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1\tau_2$,

α l'arc de décalage entre les axes des enroulements statorique et rotorique en unités électriques,

$\delta = \frac{\pi}{2} - \alpha$ en unités électriques,

$K = 3 \frac{\delta}{\pi} - 4 \frac{\delta^3}{\pi^3}$,

$K' = \frac{3}{\pi} \left(1 - 4 \frac{\delta^2}{\pi^2} \right)$,

i_1 le courant efficace du stator dans les conducteurs du réseau,

i_2 le courant efficace dans la jonction de court-circuit du rotor,

E_1 la f. é. m. de self-induction du stator, produite par les lignes de force de dispersion et les lignes de force transmises,

E_2 la f. é. m. efficace de self-induction du rotor,

E_{12} la f. é. m. efficace d'induction mutuelle du stator sur le rotor,

E_{21} la f. é. m. efficace d'induction mutuelle effective du rotor sur le stator,

E_r la f. é. m. efficace due à la rotation du rotor dans le champ produit par la bobine du stator DF de largeur $2x$ (fig. 1),

M le coefficient d'induction mutuelle entre le stator et le rotor.

La somme des lignes de force embrassées par les enroulements statoriques d'une branche du

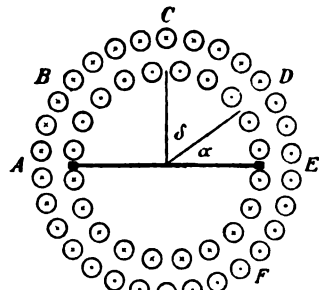


Fig. 1.

circuit, lorsqu'il passe dans la jonction de court-circuit un courant de 1 ampère, donne, multipliée par 10^{-8} , le coefficient M d'induction mutuelle. Pour le calcul, on peut se reporter à l'étude de Sumec. On trouve en intégrant :

$$M = cK \frac{0,2\pi^2}{3} \frac{\xi_1^2}{p^2} \frac{bD}{l} 10^{-8}.$$

Le coefficient de self-induction du stator dépourvu de dispersion est obtenu en posant $\alpha = 0$ et $c = 1$. K est aussi égal à l'unité, et l'on a :

$$L = \frac{0,2\pi^2}{3} \frac{\xi_1^2}{p^2} \frac{bD}{l} 10^{-8}.$$

On a par suite la valeur suivante pour z :

$$z = L\omega = \frac{0,2\pi^2}{3} \frac{\xi_1^2}{p^2} \frac{bD}{l} 10^{-8} \omega$$

et l'on a les égalités suivantes

$$\begin{aligned} E_1 &= z(1 + \tau_1)i_1, \\ E_2 &= c^2z(1 + \tau_2)i_2, \\ E_{12} &= cKzi_1, \\ E_{21} &= cKzi_2. \end{aligned}$$

En outre, on trouve, par des considérations analogues à celles relatives au moteur à courant continu la formule :

$$E_r = c \cdot K' \nu \cdot z \cdot i_1.$$

Comme l'on sait, K est à peu près égal à $\sin \alpha$ et K' à $\cos \alpha$.

L'auteur considère d'abord le *moteur à répulsion*. Il compte comme positifs, dans le stator et le rotor, les courants qui, dans la figure 1, passent d'avant en arrière à l'intérieur de l'arc BD. Les enroulements compris à l'intérieur de cet arc représentant un transformateur, le courant secondaire a une direction à peu près opposée à celle du courant primaire.

Les f. é. m. E_1 et E_{12} sont déphasées de 90° en arrière de i_1 , tandis que E_2 et E_{21} sont déphasées de 90° en arrière de i_2 . La f. é. m. E_r est en phase avec le courant primaire. La somme des f. é. m. dans le rotor étant nulle, E_r est égale et opposée à la résultante OA de E_2 et E_{12} (fig. 2).

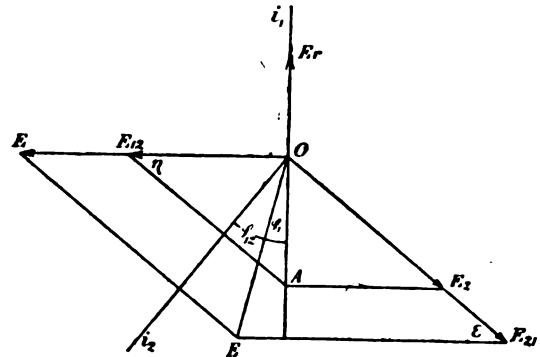


Fig. 2.

En outre, la résultante OE de E_1 et E_{12} représente la force contre-électromotrice totale du stator. Elle est égale et opposée à la différence de potentiel e et forme, avec l'axe des ordonnées, l'angle de déphasage primaire φ_1 . On a donc

$$OA = E_r; \quad OE = e.$$

D'après la figure 2, on a, en outre, les relations suivantes :

$$e \sin \varphi_1 = E_1 - \frac{E_{12}}{E_2} E_{21} = \frac{E_1 \cdot E_2 - E_{12} \cdot E_{21}}{E_2}$$

$$e \cos \varphi_1 = \frac{OA \cdot E_{21}}{E_2} = \frac{E_r \cdot E_{21}}{E_2}$$

En employant les équations données plus haut pour les forces électromotrices, on trouve les valeurs suivantes :

$$e \sin \varphi_1 = \frac{1 + \tau - K^2}{1 + \tau^2} \cdot z \cdot i_1,$$

$$e \cos \varphi_1 = \frac{K \cdot K' \cdot \nu}{1 + \tau_2} \cdot z \cdot i_1,$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{1 + \tau - K^2}{K \cdot K' \cdot \nu}.$$

Soit i_0 le courant magnétisant quand le rotor est ouvert, et J_0 le courant du court-circuit. On trouve :

$$e = i_0 \cdot z(1 + \tau_1),$$

$$\sin \varphi_1 = \frac{1 + \tau - K^2}{(1 + \tau)i_0} i_1,$$

Le lieu géométrique pour l'extrémité du vecteur

de courant primaire est donc un cercle (fig. 3).
Le diamètre a la valeur suivante :

$$J_o = \frac{(1 + \tau) i_o}{1 + \tau - K^2} \quad (a)$$

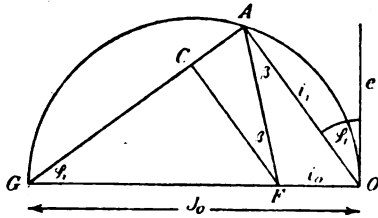


Fig. 3.

Le couple en kilogrammètres est obtenu en divisant la puissance $e i_1 \cos \varphi_1$ par 9,81 et par la vitesse angulaire mécanique $\nu \cdot \omega / p$

$$M_d = \frac{e i_1 \cos \varphi_1}{9,81 (\nu \cdot \omega / p)}$$

ou, si l'on tient compte de l'équation donnant la valeur de $e \cos \varphi_1$, il vient :

$$M_d = p \frac{KK'}{9,81 \cdot \omega \cdot i_o (1 + \tau)} \cdot i_1^2.$$

Au démarrage, on a $i_1 = J_o$. Le couple peut donc être facilement calculé au démarrage.

La phase du courant du rotor est donnée par la figure 2, car les angles φ_{12} et ϵ sont égaux. On a :

$$\sin \varphi_{12} = \frac{OE \cos \varphi_1}{E_{21}} = \frac{e \cos \varphi_1}{c \cdot K \cdot z i_2}.$$

L'angle φ_{12} étant aussi égal à l'angle η , on a :

$$\cos \varphi_{12} = \frac{E_{12}}{E_2} = \frac{K \cdot i_1}{c i_2 (1 + \tau_2)} \quad (b)$$

On en déduit la valeur de la tangente :

$$\operatorname{tg} \varphi_{12} = \frac{e \cos \varphi_1}{K^2 z i_1} (1 + \tau_2).$$

En se servant de l'équation de $e \cos \varphi_1$, on obtient l'équation suivante :

$$\operatorname{tg} \varphi_{12} = (K'/K) \nu,$$

ou, d'après l'équation donnant $\operatorname{tg} \varphi_1$:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 \cdot \operatorname{tg} \varphi_{12} = \frac{1 + \tau - K^2}{K^2} \quad (c)$$

Dans la figure 3, les vecteurs ont les valeurs suivantes :

$$OA = i_1; \quad OF = i_o; \quad OG = J_o,$$

et AF forme avec AO l'angle β . On a alors, en menant FC parallèlement à OA :

$$\operatorname{tg} \beta \operatorname{tg} \varphi_1 = (AC/FC)(OA/AG).$$

En se servant de l'équation (a), on trouve :

$$\frac{AC}{AG} = \frac{i_o}{J_o} = \frac{1 + \tau - K^2}{1 + \tau}$$

et

$$\frac{OA}{FC} = \frac{J_o}{J_o - i_o} = \frac{1 + \tau}{K^2} \quad (d)$$

En multipliant les deux dernières équations entre elles, on obtient l'expression suivante :

$$\operatorname{tg} \beta \cdot \operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{1 + \tau - K^2}{K^2}.$$

D'après l'équation (c), on a donc $\beta = \varphi_{12}$, c'est-à-dire que FA donne la phase du courant du rotor. De plus, d'après l'équation (d), en posant $OA = i_1$ et $FC = FA \cos \varphi_{12}$, on a :

$$FA = \frac{K^2 i_1}{(1 + \tau) \cos \varphi_{12}}$$

ou, d'après l'équation (b), et puisque

$$(1 + \tau) = (1 + \tau_1)(1 + \tau_2) :$$

$$FA = \frac{c K i_2}{1 + \tau_1}.$$

Les grandeurs mécaniques et électriques du moteur à répulsion sont ainsi déterminées.

L'auteur passe à l'étude du *moteur Winter-Eichberg*. Dans celui-ci, le courant i_3 dans l'enroulement exciteur en série avec le stator 1 (fig. 4) produit un flux qui, avec le courant i_2

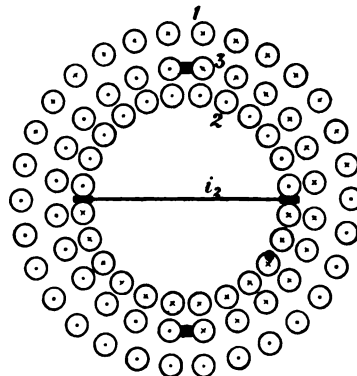


Fig. 4.

dans l'enroulement 2 en court-circuit, produit le couple moteur. On peut donc se figurer sur le rotor deux enroulements séparés de même nombre de tours, ou superposer dans le rotor réel les courants i_2 et i_3 . Il se produit dans une partie de l'enroulement une addition géométrique et dans l'autre partie une soustraction géométrique (fig. 4).

Si le rotor et le stator ne sont pas directement connectés en série, mais sont reliés par l'intermédiaire d'un transformateur série, on a $i_3 = ai_1$ en négligeant le courant magnétisant et les pertes dans le transformateur et en appelant a le rapport de transformation du transformateur. Le vecteur de i_3 reste en phase avec i_1 sur le diagramme, car rien d'essentiel n'a été modifié par l'introduction du transformateur.

Pour le calcul des f. é. m., il faut faire attention que l'un des enroulements rotoriques se déplace dans le champ créé par l'autre, et que ce champ n'embrasse pas les lignes de force. En outre, le décalage des balais est nul entre les enroulements (1) et (2), et $K = 1$. Par contre, l'angle α de décalage des balais est égal à 90° entre les enroulements (1) et (3), ainsi qu'entre (2) et (3). Par suite, on a $K' = 3/\pi$.

Soient E_3 la f. é. m. de self-induction de l'enroulement 3,

E_{r13} la f. é. m. produite par la rotation de l'enroulement 3 dans le champ de l'enroulement 1,

E_{r23} la f. é. m. produite par la rotation de l'enroulement 3 dans le champ de l'enroulement 2,

E_{r32} la f. é. m. produite par la rotation de l'enroulement 2 dans le champ de l'enroulement 3.

On obtient, comme précédemment et avec les mêmes notations :

$$\begin{aligned} E_1 &= z(1 + \tau_1)i_1, \\ E_2 &= c^2 \cdot z(1 + \tau_2)i_2, \\ E_3 &= c^2 \cdot z(1 + \tau_2)i_3 = c^2 \cdot z(1 + \tau_2)a \cdot i_1, \\ E_{12} &= c \cdot zi_1, \\ E_{21} &= c \cdot zi_2, \\ E_{r13} &= (3/\pi)c^2 \cdot \nu \cdot zi_1, \\ E_{r23} &= (3/\pi)c^2 \cdot \nu \cdot z(1 + \tau_2)i_2, \\ E_{r32} &= (3/\pi)c^2 \cdot \nu \cdot z(1 + \tau_2)i_3 \\ &= (3/\pi)c^2 \cdot \nu \cdot z(1 + \tau_2) \cdot ai_1. \end{aligned}$$

On en déduit la relation suivante :

$$\frac{E_{r13}}{E_{12}} = \frac{E_{r23}}{E_2} = \frac{E_{r32}}{E_3} = \frac{3}{\pi} \nu. \quad (e)$$

Les f. é. m. E_2 , E_{12} et E_{r32} se composent ensemble dans l'induit en court-circuit 2 exactement comme dans le moteur à répulsion (fig. 5). Il en est de même pour les f. é. m. E_1 et E_{21} dans le stator 1, dont la résultante OE se décompose

en la composante wattée ED et la composante déwattée OD.

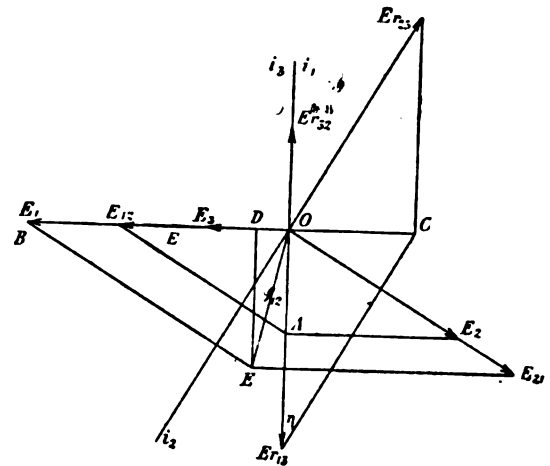


Fig. 5.

Dans l'enroulement exciteur 3, les f. é. m. E_3 , E_{r13} et E_{r23} se compensent pour produire une résultante ; on sait que E_{r13} atteint sa valeur maxima en même temps que i_1 , tandis que E_{r23} atteint sa valeur maxima en même temps que i_2 . Mais on ne sait pas si les f. é. m. ne sont pas décalées de 180° par rapport à i_1 ou à i_2 , car, pour cela, le sens de rotation joue un rôle. Pour simplifier, on considère le cas pratique où le facteur de puissance est presque égal à l'unité. La résultante OC tombe vers la droite et compense les autres composantes déwattées. L'égalité des angles ϵ et η montre, ainsi que l'équation (e), que les triangles HOE_{12} et OCE_{r13} sont semblables. OC doit donc tomber dans la direction positive de l'axe des abscisses. La force contre-électromotrice de l'enroulement exciteur est $E_3 - OC$. La force contre-électromotrice de la bobine primaire du transformateur est

$$a(E_3 - OC),$$

c'est-à-dire entièrement déwattée.

Pour $E_3 > OC$, la tension primaire du transformateur est décalée de 90° sur le courant primaire d'où,

pour $E_3 = OC$, elle est nulle ;

pour $E_3 < OC$, elle est décalée de 90° en arrière du courant.

Le décalage négatif dans le circuit exciteur 3 sert, dans le dernier cas, à compenser le décalage positif dans le circuit du stator. Le facteur

de puissance $\cos \varphi$ du moteur total est donné par l'équation

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{OD + a(E_3 - OC)}{ED} = \frac{OD}{ED} + \frac{aE_3}{ED} - \frac{a \cdot OC}{ED}.$$

D'après la figure 6, on a la relation :

$$OD = E_1 - BD = E_1 - (E_{21}/E_{r23}) E_{r13}$$

ou, en se servant des équations qui donnent les f. é. m.

$$OD = z(1 + \tau_1) i_1 - \frac{z \cdot i_1}{1 + \tau_2} = z \cdot i_1 \frac{\tau}{1 + \tau_2}.$$

En outre, on a l'équation :

$$aE_3 = a^2 c^2 \cdot z(1 + \tau_2) i_1.$$

Finalement, d'après la figure, on a :

$$ED = E_{r32}(E_{21}/E_2) = (3/\pi) ac \cdot \nu \cdot z \cdot i_1$$

$$\text{et} \quad a \frac{OC}{ED} = a \frac{E_{r23}}{E_{21}} = (3/\pi) ac \nu (1 + \tau_2).$$

En se servant de ces équations, on trouve la valeur :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\tau}{(3/\pi) ac \cdot \nu (1 + \tau_2)} + \frac{ac(1 + \tau_2)}{(3/\pi) \nu} - \frac{3}{\pi} ac \nu (1 + \tau_2).$$

Pour une compensation complète, on a $\operatorname{tg} \varphi = 0$, d'où l'on déduit la valeur :

$$\nu = \frac{\sqrt{\tau + a^2 c^2 (1 + \tau_2)^2}}{(3/\pi) ac (1 + \tau_2)}.$$

L'équation montre que, pour $\tau = 0$, la compensation parfaite est obtenue au voisinage du synchronisme, indépendamment du rapport de transformation du transformateur employé. Au contraire, quand il y a de la dispersion, la vitesse pour laquelle se produit la compensation parfaite dépend du rapport de transformation.

De la figure 5, on tire en outre l'équation

$$\cos \varphi = \frac{ED}{e} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{ac \cdot \nu \cdot z \cdot i_1}{e}.$$

Il en résulte pour le courant statorique, la valeur :

$$i_1 = \frac{\pi}{3} \frac{e}{ac \cdot z \cdot \nu} \cos \varphi.$$

Au démarrage, on a $\nu = 0$ et $\cos \varphi = 0$. Le courant de démarrage peut être trouvé au moyen de l'équation donnant $\operatorname{tg} \varphi$.

Plus simplement, on peut le trouver par la considération suivante : la tension e du réseau se partage au démarrage algébriquement en e'

(stator) et e'' (transformateur). Le courant est J_0 dans le stator et aJ_0 dans le rotor. La f. é. m. dans l'enroulement rotorique 3 est donc

$$E_3 = c^2 z (1 + \tau_2) aJ_0,$$

et la différence de potentiel aux bornes primaires du transformateur :

$$e'' = a^2 c^2 \cdot z (1 + \tau_2) J_0.$$

D'autre part, e' est la tension en court-circuit du stator. Pour le rotor ouvert, on a donc un courant à vide i'_0 qui répond à l'équation

$$e' = z(1 + \tau_1) i'_0.$$

D'autre part, on a, d'après le diagramme d'Heyland :

$$i'_0 = \frac{J_0}{1 + (2/\tau)}.$$

On a donc :

$$e' = \frac{z(1 + \tau_1)}{1 + (1/\tau)} J_0 = \frac{\tau z J_0}{1 + \tau_2}$$

La tension du réseau est donc :

$$e = e' + e'' = J_0 \left[\frac{\tau \cdot z}{1 + \tau_2} + a^2 c^2 \cdot z (1 + \tau_2) \right].$$

Le courant de démarrage J_0 peut être ainsi calculé.

La puissance en fonctionnement est obtenue au moyen de l'équation de $\cos \varphi$ et l'on a :

$$e i_1 \cos \varphi = (3/\pi) ac \cdot \nu \cdot z \cdot i_1^2.$$

Le couple en kilogrammètres est obtenu en divisant la puissance par 9,81 et par la vitesse mécanique $\nu \cdot \omega/p$

$$M_d = (3/\pi) \cdot p \cdot \frac{ac \cdot z}{9,81 \cdot \omega} \cdot i_1^2.$$

Finalement la phase et la grandeur du courant i_2 peuvent être déterminées en fonction de la vitesse de rotation. D'après la figure 5, on a :

$$\operatorname{tg} \varphi_{12} = \frac{OA}{E_{12}} = \frac{E_{r32}}{E_{12}} = (3/\pi) ac \cdot \nu (1 + \tau_2).$$

Ensuite on trouve la grandeur de i_2 d'après l'équation :

$$\cos \varphi_{12} = \frac{E_{r13}}{E_{r23}} = \frac{i_1}{c(1 + \tau_2) i_2}.$$

R. V.

Sur les courants magnétisants dans les moteurs d'induction polyphasés. — E. Hellmund. — *Electrical World*.

Plusieurs auteurs ont indiqué que les courants secondaires d'un moteur d'induction tour-

nant à vide tendent à influencer le champ tournant de façon à produire une distribution sinusoïdale du flux sur les faces polaires, quand une f. é. m. sinusoïdale agit sur le primaire.

L'auteur montre que, quoique la réaction secondaire ait une telle influence favorable sur la distribution du flux, elle détermine le passage d'un courant non sinusoïdal dans l'enroulement primaire, quand celui-ci est soumis à une f. é. m. sinusoïdale.

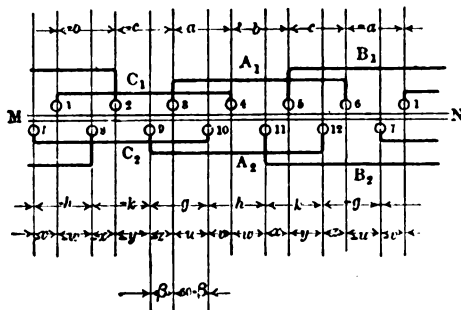


Fig. 1.

La figure 1 représente la disposition des bobines d'un moteur triphasé avec une encoche par pôle et par phase. Le volume de courant de chaque encoche peut être considéré comme concentré en un point mathématique à la face polaire. Les valeurs du flux entre les différents points du courant sont désignées par les lettres indiquées sur la figure 1.

Les f. é. m. appliquées sont les suivantes :

$$E_a = -\sin \alpha \text{ sur la bobine A}$$

$$E_b = -\sin (\alpha + 120) \text{ sur la bobine B}$$

$$E_c = -\sin (\alpha + 240) \text{ sur la bobine C.}$$

Les forces contre-électromotrices induites doivent donc être, d'après cela, les suivantes :

$$-E_a = \sin \alpha \text{ dans la bobine A}$$

$$-E_b = \sin (\alpha + 120) \text{ dans la bobine B}$$

$$-E_c = \sin (\alpha + 240) \text{ dans la bobine C.}$$

Les flux traversant les bobines, exprimés en fonction du temps, doivent donc être les suivants :

$$\Phi_a = \cos \alpha \text{ pour la bobine A}$$

$$\Phi_b = \cos (\alpha + 120) \text{ pour la bobine B}$$

$$\Phi_c = \cos (\alpha + 240) \text{ pour la bobine C.}$$

D'après la figure 1, on voit que l'on doit avoir :

$$\Phi_a = a + b + c = \cos \alpha, \text{ etc.}$$

On en déduit donc les équations suivantes :

$$a = \cos \alpha + \cos (\alpha + 240) = -\cos (\alpha + 120)$$

$$b = -\cos (\alpha + 120) - \cos (\alpha + 240) = \cos \alpha$$

$$c = \cos \alpha + \cos (\alpha + 120) = -\cos \alpha + 240.$$

Ces égalités doivent être exactes avec ou sans réaction secondaire.

Avec le secondaire ouvert, on peut voir facilement que, pour produire le flux donné par ces équations, les courants suivants doivent passer dans le primaire, si l'on suppose constante la réluctance du circuit magnétique :

$$I_{a1} = \cos \alpha \text{ dans la bobine A}$$

$$I_{b1} = \cos (\alpha + 120) \text{ dans la bobine B}$$

$$I_{c1} = \cos (\alpha + 240) \text{ dans la bobine C.}$$

Si le secondaire est fermé, et si sa résistance est supposée nulle, les courants dans le secondaire avec le rotor à la vitesse du synchronisme doivent être tels que le flux traversant chaque bobine secondaire soit constant, et il en résulte que le flux dans chaque dent secondaire doit être constant.

Dans le cas dont il s'agit, on voit qu'au moment où les points de courant 3 et 9 et 4 et 10 coïncident, le flux est

$$g = a = \cos \alpha + \cos (\alpha + 240)$$

et est constant. Les valeurs constantes de h et k peuvent être déterminées de la même manière. D'après la figure 1, on a :

$$a = u + v$$

$$h = v + w, \text{ etc.}$$

$$u = 1/2 (a - h + b - k + c + g)$$

$$v = 1/2 (h - b + k - c + a - g), \text{ etc.}$$

A la vitesse de synchronisme, il faut un temps β pour que le secondaire se déplace de l'angle β par rapport au primaire. Si $\alpha = x$ quand $\beta = 0$, on a $\alpha = x + \beta$ quand le secondaire a la position représentée sur la figure 1, et il en résulte que $\beta = x - \alpha$. Les inductions aux différents points de la surface polaire sont donc, par degré :

$$B_u = \frac{1}{60 - \beta} u = \frac{1}{60 - x + \alpha} u$$

$$B_v = \frac{1}{\beta} v = \frac{1}{x - \alpha} v, \text{ etc.}$$

En outre, l'induction est proportionnelle à la somme des courants qui circulent autour d'une

certaine surface d'entrefer. De la figure 1, on déduit donc les égalités

$$B_u = I_{c1} + I_{a1} + I_{c2} + I_{a2}$$

$$B_v = I_{c1} + I_{a1} + I_{a2}, \text{ etc.}$$

et

$$I_{a1} = B_z - B_y + B_w$$

$$I_{b1} = B_y - B_x$$

$$I_{c1} = B_v - B_w$$

$$I_{a2} = B_y - B_z$$

$$I_{b2} = B_x - B_w$$

$$I_{c2} = B_u - B_v$$

Les valeurs de B_u et B_v sont connues d'après les considérations qui précèdent, et les valeurs du courant peuvent être déterminées. En traçant les courbes, on voit que la réaction secondaire détermine le passage d'un courant primaire non sinusoïdal et augmente dans le primaire le courant magnétisant. L'hypothèse que x est nul équivaut à l'hypothèse que les points de courant 3 et 9 et 4 et 10 viennent coïncider au point $a=0$. Ils peuvent tomber en tout autre point de l'axe de temps. La courbe de courant diffère alors de la précédente, obtenue pour $x=0$. Un moteur d'induction tournant à vide, présentant toujours quelque glissement, la valeur de x change lentement, et la forme de la courbe du courant à vide change aussi.

Il est évident que l'on peut appliquer les considérations qui précèdent à des moteurs de construction différente, mais l'étude en est plus compliquée. C'est pourquoi il est difficile de donner des chiffres quantitatifs se rapportant à des moteurs tels que ceux actuellement employés. L'étude précédente suffit, toutefois, à expliquer théoriquement une série de phénomènes observés en pratique.

R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Contribution à l'étude du bolomètre. — E.-F. Schmidt. — Physikalische Zeitschrift, 15 septembre 1906.

Le bolomètre a été employé fréquemment avec succès par plusieurs expérimentateurs pour des mesures quantitatives se rapportant à la télégraphie sans fil : l'auteur a donc jugé intéressant d'étudier plus complètement cet appareil, sur les propriétés duquel peu de publications ont été faites.

En premier lieu, il a fait exécuter des mesures sur la relation entre la résistance du bolomètre et l'intensité du courant agissant. Les appareils employés, au nombre de vingt, contenaient un fil de Wollaston replié en boucle à la partie inférieure de laquelle la couche d'argent avait été attaquée par un acide, pour laisser à un fil de platine d'environ 0^{mm},003 de diamètre et de 5 à 6 millimètres de longueur. Ce fil était placé dans le vide. Pour la mesure de plus grandes quantités d'énergie, l'auteur a aussi employé des bolomètres avec fil de platine de 0^{mm},02 de diamètre. La résistance de deux de ces appareils fut mesurée au moyen d'un appareil à compensation de Feussner pendant le passage du courant : le tableau I indique les résultats obtenus.

TABLEAU I

INTENSITÉ DE COURANT	BOLOMÈTRE n° 35	BOLOMÈTRE n° 36	θ
$i = 0,003597 \text{ amp.}$	$w = 51,794 \text{ ohms}$	$w = 42,875 \text{ ohms}$	17°
3957 —	55,789 —	45,869 —	16,6°
438 —	61,014 —	50,136 —	16,6°
491 —	67,488 —	56,109 —	16,6°

Pour l'emploi pratique, il est important de connaître la relation entre la résistance et la température extérieure ; d'autres expériences furent donc faites aux environs de 54°. Les appareils étaient placés dans un bain de pétrole dont la température était mesurée au fond θ_u et à la surface θ_o . Le tableau II indique les résultats.

TABLEAU II

INTENSITÉ DE COURANT	B_{35}	B_{36}	TEMPÉRATURE DU BAIN	
			θ_u	θ_o
$i = 0,00387$	$w = 57,371 \text{ ohms}$	$w = 47,615$	533	54
4239	61,603 —	51,098	53,6	54,3
4963	69,972 —	58,791	53,8	54,5

Les tableaux I et II montrent que, quand la température extérieure croît, la résistance augmente de 0,057 ohm par degré dans le bolomètre 35 et de 0,064 ohm par degré dans le bolomètre 36, c'est-à-dire de 0,087 % et 0,12 %.

Par suite de cette variation, il faut employer les bolomètres par paire en les connectant dans les deux branches d'un pont de Wheatstone. Il faut connaître la variation du rapport de résistance avec la température extérieure. D'après les courbes tracées avec les valeurs indiquées dans les tableaux, on trouve, pour $i = 0,00438$ ampère, la valeur 1,217 pour le rapport w_{35}/w_{36} à 16,6° et la valeur 1,203 à 54° : il y a donc une diminution de 0,04 % par degré.

Pour la détermination exacte des intensités de courant absolues qu'il faut faire passer dans le bolomètre pour obtenir les déviations déterminées dans le galvanomètre du pont, les recherches de l'auteur ne sont pas terminées.

L'auteur a augmenté la sensibilité de mesure des bolomètres en élevant l'intensité dans le pont de Wheatstone jusqu'à ce que la branche du bolomètre fût parcourue par un courant de 0,003 ampère. La sensibilité obtenue est mise en évidence par le fait que, à 8 kilomètres d'un poste transmetteur, on pouvait tracer exactement les courbes de résonance d'un système transmetteur accouplé. Les courbes obtenues avec une harpe de 25 mètres de hauteur composée de 6 fils présentent, au point de résonance, une déviation atteignant 178 divisions pour un galvanomètre Desprez d'Arsonval dont la résistance de bobines était de 150 ohms.

Pratiquement on ne peut pas, de cette façon, obtenir une augmentation très considérable de la sensibilité : d'une part, aux fortes charges de courant, le zéro du galvanomètre n'est pas constant ; d'autre part la résistance du bolomètre est si élevée que, tout au moins pour l'introduction directe du bolomètre dans le circuit récepteur, l'amortissement est trop considérable. Des expériences faites dans cette voie ont indiqué une valeur optima de l'intensité du courant à employer dans le pont. L'auteur a tracé ainsi les courbes de résonance des oscillations produites par un transmetteur Marconi, et a relié entre eux les sommets de ces courbes, de façon à obtenir la variation du maximum en fonction du courant traversant le pont. Les courbes étaient relevées dans un circuit récepteur placé à 350 mètres du poste transmetteur : le circuit récepteur consistait en une antenne de 15 mètres de hauteur, une bobine d'accord et le bolomètre relié d'autre part à la terre. L'optimum est obtenu pour 0,0025 ampère environ : le même ré-

sultat a été obtenu pour un autre bolomètre : autant que l'auteur a pu en juger jusqu'à présent, l'amortissement dans les autres parties du circuit récepteur joue aussi un rôle.

L'auteur relève une erreur commise par Tissot dans la détermination de la loi de décroissance de l'énergie émise par un transmetteur⁽¹⁾. Par suite d'une interprétation défectueuse de ses résultats de mesure, il arrive à la conclusion que l'intensité des ondes varie comme l'inverse du carré de la distance.

Soit, lorsque le courant est nul dans la branche du galvanomètre du pont de Wheatstone — point O du bolomètre — i_B le courant dans la branche du bolomètre (résistance de cette branche Σw_B), i_w le courant dans la branche des résistances de comparaison Σw , $i_B + i_w = J$ le courant total fourni au pont. On a :

$$i_B = J \frac{\Sigma w}{\Sigma(w + w_B)}.$$

Si l'intensité de courant des ondes reçues augmente de Δw la résistance du bolomètre en circuit, il passe dans le galvanomètre, de résistance w_g , un courant i_g , dont l'intensité est, en première approximation, donnée par la formule :

$$i_g = \frac{\Delta w}{w_g} \frac{\Sigma w}{\Sigma(w + w_B)} J.$$

Δw et i_g donnent une mesure de l'énergie de l'onde reçue. Tissot règle le courant J de façon à obtenir, à 1^{km}, 15 du poste transmetteur, la même valeur de i_g qu'à 8^{km},9, et conclut que les quantités d'énergie sont dans le même rapport que les courants J : au premier poste récepteur (1^{km},15), ce courant était 61 fois plus petit qu'au deuxième poste récepteur (8,9) et, comme $(8,9/1,15)^2 = 60,2$, Tissot arrive à la conclusion énoncée ci-dessus.

Des observations qui précèdent, il résulte que, aussi bien w_B que le quotient de l'accroissement de résistance par l'accroissement de courant sont fortement variables avec l'intensité de courant dans le bolomètre. Donc aussi bien Δw que $\Sigma(w + w_B)$ varient avec J , et la conclusion de Tissot est erronée, car cet expérimentateur considère Δw seul comme fonction de l'énergie reçue et admet que $\Sigma \frac{w}{(w + w_B)}$ a une valeur constante.

R. V.

(1) Académie des Sciences, 14 mars 1904.

Remarques sur les expériences de Marconi relatives à la télégraphie sans fil dans une direction. — E. F. Schmidt. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 13 septembre 1906.

L'auteur a répété quelques-unes des expériences publiées par Marconi (1) sur la télégraphie sans fil unidirectionale. Il a ensuite fait quelques expériences nouvelles pour expliquer les résultats obtenus : il lui a semblé particulièrement intéressant de déterminer les quantités d'énergie agissantes en comparant le dispositif de Marconi aux dispositifs ordinaires.

Marconi dispose, dans ses expériences, le fil transmetteur ou le fil récepteur horizontal, ou bien les deux, à 1^m,50 environ au-dessus du sol, avec une extrémité isolée et l'autre extrémité reliée à la terre par l'intermédiaire d'un éclateur ou d'un appareil de mesure. En tournant le fil horizontal, Marconi a trouvé les résultats suivants :

Pour un fil transmetteur horizontal de 60 mètres de longueur, on pouvait recevoir à un poste récepteur placé à 260 mètres et muni d'une antenne verticale de 18 mètres des signaux dont l'intensité diminuait de 1 à 0,5 quand le fil transmetteur était tourné de 80° par rapport à la position zéro (fil dans l'alignement des deux postes, avec l'extrémité libre à la plus grande distance du poste récepteur). Quand l'extrémité libre du fil était tournée de 180°, l'intensité des signaux avait pour valeur 0,76 et tombait à 0,5 quand on déplaçait le fil de 40° à droite ou à gauche. Marconi a trouvé que l'action minima était obtenue pour une rotation de 110° par rapport à la position zéro. Des résultats analogues furent obtenus par lui avec un transmetteur vertical et un récepteur horizontal.

L'auteur a fait l'expérience suivante : une harpe conique de 27 mètres de longueur dont l'anneau supérieur était soigneusement isolé à 30 mètres au-dessus du sol, était mise à la terre par un éclateur de 2×5^{mm} , 1 de coupure explosive : en intercalant une bobine dont le coefficient de self-induction avait pour valeur 30 000 centimètres, on pouvait porter la longueur d'ondes du système simple de $\lambda = 222$ mètres à $\lambda = 312$ mètres.

L'éclateur était alimenté par une grosse bobine d'induction alimentée par une petite génératrice à courant alternatif.

La mesure de l'énergie en jeu dans le transmetteur était effectuée au moyen d'un bolomètre

accouplé inductivement avec un ondomètre de Dönitz. Celui-ci était accouplé inductivement à l'antenne. Avec les dispositifs employés, on pouvait sans difficulté maintenir à 1 % près la quantité d'énergie en jeu dans le transmetteur.

Le poste récepteur était à une distance de 350-400 mètres du poste transmetteur. Il avait provisoirement une antenne réceptrice de 17 mètres de hauteur en cuivre dont l'extrémité inférieure était reliée à une bobine ayant un coefficient de self-induction de 285 000 centimètres au maximum. L'autre extrémité de la bobine était reliée au bolomètre, puis à la terre. Des expériences furent aussi faites avec le fil horizontal. Le bolomètre employé avait une grande sensibilité et permettait de déceler des courants de l'ordre de 10^{-7} à 10^{-8} ampère (1).

1° L'influence de la direction pour un fil récepteur horizontal et une antenne transmettrice verticale est nettement indiquée par les chiffres du tableau I : les observations de Marconi sont confirmées par ces résultats.

TABLEAU I
Influence de la direction.

DIRECTION DU FIL RÉCEPTEUR	DÉVIATION AU GALVANOMÈTRE	ACTION RELATIVE	REMARQUES
$\alpha = - 2^\circ$	$\varphi = 44$	1	Long. des ondes 312 m.
$= + 21^\circ$	34	0,77	Long. du fil récepteur
57°	24,8	0,56	$l = 15$ m.; hauteur
91°	17	0,39	au-dessus du sol
104°,5	17,5	0,397	1 ^m ,50.
128°	9,5	0,22	
142°	11	0,25	
156°	12	0,27	
176°	13	0,34	

2° L'influence de la longueur du fil récepteur horizontal est montrée par les chiffres du tableau II.

On voit, d'après les chiffres de ce tableau, qu'on obtient une augmentation d'action sensible par un allongement du fil.

3° Une étude de l'influence de la distance h du conducteur récepteur au-dessus du sol montra que l'action observée augmente beaucoup avec la hauteur. L'influence de la direction du fil est d'ailleurs plus faible quand h croît.

(1) Voir, pour ces bolomètres, *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 27 octobre 1906, page 15.

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 2 juin 1906, page 355.

TABLEAU II
Influence de la longueur du fil récepteur l .

LONGUEUR DU FIL RÉCEPTEUR mètres.	DÉVIATION AU GALVANOMÈTRE divisions.	REMARQUES
$l = 14,9$	$\varphi = 137,5$	$\lambda = 222$ mètres.
22	257	h à l'extrémité du fil
30	1 120 environ	2 ^m ,30; au début
51,8	3 500	du fil 1 ^m ,75.

Le rapport des actions $112/8,5 = 13,2$ trouvé pour $h = 1,30$ mètre tombe à la valeur $172,2/61 = 2,8$ quand le fil récepteur est placé à 4 ou 5 mètres au-dessus du sol.

TABLEAU III
Influence de la hauteur du fil récepteur.

HAUTEUR	DÉVIATION	REMARQUES
mètres.	DU GALVANOMÈTRE en divisions.	
$h = 1,40$	$\varphi = 8,5$	127° de la position zéro.
$= 5,40$	$= 61$	
$h = 1,23$	$\varphi = 112$	à la position zéro.
$= 4,15$	$= 172,2$	
Longueur du fil récepteur 29 ^m ,6 : $\lambda = 22$ mètres.		

4° Pour établir une comparaison entre les résultats obtenus avec des antennes transmettrice et réceptrice verticales ou horizontales, l'auteur a fait une suite d'expériences dont les résultats ont été les suivants :

	DÉVIATION AU GALVANOMÈTRE divisions.	LONGUEUR DE L'ANTENNE réceptrice.
I. — Transmetteur vertical : Récepteur vertical...	$\varphi = 168$	15 ^m ,9
II. — Transmetteur vertical : Récepteur horizontal... (Transmetteur : harpe conique de 27 m. de haut.)	$= 55$	15,0 $\lambda = 222^m,5$
III. — Transmetteur vertical.. Longueur d'ondes émises. . .	$=$ plus de 280 $\lambda_{III} = 204$ mètres	Long. du transmetteur 40 m. environ Long. du récepteur 15 ^m ,9
IV. — Transmetteur horizontal : Récepteur vertical... Longueur d'ondes émises. . .	$= 20$ $\lambda_{IV} = 216$ mètres	

Les résultats des expériences de l'auteur montrent donc que l'emploi de fils tendus horizontalement permet sans aucun doute de déterminer pour les ondes électriques une direction dans laquelle l'action atteint une valeur maxima. Mais avec le dispositif de Marconi, l'énergie radiée est beaucoup moins parfaitement utilisée pour la réception qu'avec les dispositifs ordinaires.

R. V.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

Sur la capacité inductive spécifique du papier sec et de la cellulose (fin) (1). — A. Campbell. — Royal Society.

IV. Essais sur la cellulose humide.

L'influence de l'humidité sur les propriétés électriques du papier est surprenante et est indiquée par la figure 3. Depuis quelques années, l'auteur a observé que quand il y a même une trace d'humidité, un brusque abaissement de température produit toujours un accroissement considérable de la résistance d'isolement. L'auteur a indiqué que cet effet est surtout un effet mécanique, l'abaissement de la température déterminant l'humidité à rentrer dans la partie capillaire des fibres. La cellulose solide n'étant pas de structure fibreuse, il était intéressant d'étudier ses propriétés dans l'air sec et après exposition à l'humidité atmosphérique pendant un temps suffisamment long. Naturellement la quantité d'humidité dépend de l'humidité de l'air, de la température, etc., c'est-à-dire des conditions qui varient d'un jour à l'autre. Les résultats se rapportent donc uniquement aux conditions existant au moment de l'expérience.

Dans chaque cas, la cellulose était placée entre les armatures, du mercure chaud y étant versé, et les observations étaient faites pendant le refroidissement. Les mesures de résistance apparente furent faites en notant le courant dû à une différence de potentiel constante agissant d'une façon continue. La courbe indiquant la résistance en mégohms-centimètres en fonction de la température tombe très rapidement : la résistance d'isolement de 5 mégohms à 24° tombe à 3 mégohms à 26°, à 1,6 mégohm pour 30°, à 0,4 mégohm pour 40° et à 0,1 mégohm à 50°.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 6 et 20 octobre 1906, pages 36 et 117.

Comme on pouvait s'y attendre, il se produit des effets de polarisation importants. Quand on voulait mesurer la capacité par la méthode de Maxwell, la polarisation produisait un fort déplacement du zéro et il était impossible d'obtenir aucun résultat exact. Avec la méthode du téléphone, la conductibilité relativement bonne de l'échantillon empêchait d'obtenir l'équilibre. Mais, en shuntant au moyen d'une résistance variable le condensateur étalon, on pouvait obtenir un bon équilibre. On employait comme source de courant de fréquence élevée un contact microphonique d'une construction spéciale produisant 2000 périodes par seconde. Le dispositif était le suivant : un barreau cylindrique en acier doux supporté horizontalement suivant son axe portait à une extrémité un microphone très léger shunté par un condensateur (fig. 4). T était un transformateur dont le secondaire était connecté à la bobine d'un aimant téléphonique polarisé M.

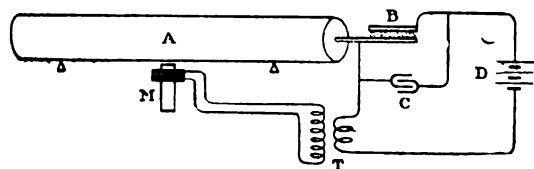


Fig. 4.

Quand le barreau A était amené en vibration par un courant d'air, le courant pulsatoire dans le microphone produisait un courant alternatif en M et maintenait ainsi la vibration. Le courant d'essai était pris sur un autre enroulement secondaire de T. Un barreau cylindrique en acier doux de 2,5 centimètres de diamètre et 23,7 centimètres de longueur donnait une fréquence de 2000 périodes par seconde. Avec un barreau plus court, on obtenait des fréquences de 3000 ou 4000 périodes.

En appelant X la valeur de la résistance shuntant le condensateur étalon S, on avait, quand le téléphone était silencieux, la relation :

$$K/S = R_1/R_2 = X/\text{résistance d'isolement de K.}$$

On peut donc déduire les valeurs de la résistance d'isolement de K aux différentes températures. Les mesures faites avec la fréquence de 2000 périodes par seconde aux températures ambiantes donnaient des valeurs de la résistivité environ 10 fois plus faibles que la résistivité apparente trouvée par la méthode de déviation constante : la variation avec la température était aussi moins

forte avec le courant alternatif de fréquence élevée. Dans l'essai de déviation directe, la déviation immédiate, tombait à 10 à 15 % au bout de une minute d'électrification. Dans les câbles téléphoniques, les fréquences sont élevées et, par suite, ce sont les plus faibles valeurs de la résistance qui interviennent quand il y a de la dispersion due à l'humidité.

La figure 5 montre que, quand la cellulose

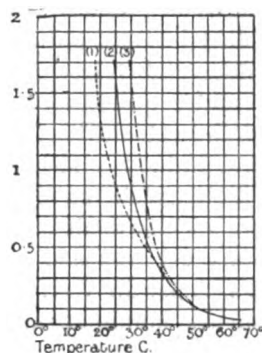


Fig. 5.

séchée à l'air est brusquement chauffée, la capacité inductive spécifique croît considérablement. La courbe 1 se rapporte à un câble, la courbe 2 à la cellulose séchée au four et la courbe 3 à la cellulose séchée à l'air. Si l'on maintient la température à la valeur à laquelle elle a été portée et si l'humidité peut s'échapper, la capacité tombe graduellement à une valeur qui dépend de la température. Le corps étudié n'étant pas poreux de la même façon que le papier, la théorie mécanique basée sur la nature capillaire des fibres n'est pas applicable. Les faits observés semblent indiquer qu'une partie de l'humidité est chimiquement combinée avec la cellulose, le tout formant une solution électrolytique. Quand on augmente la température, il se produit une dissociation partielle et, quand la température reste constante, l'équilibre de dissociation est atteint peu à peu. Une capacité inductive spécifique élevée et une faible résistance correspondent à la présence d'une quantité relativement considérable d'humidité dissociée.

Un grand nombre d'essais furent faits sur la rigidité diélectrique de la cellulose solide, sur des feuilles de 0,06 à 0,3 millimètres d'épaisseur séchées soit au four, soit à l'air. La rigidité diélectrique apparente, c'est-à-dire la tension $V_{\max}$ divisée par l'épaisseur en centimètres a varié avec l'épaisseur de l'échantillon : pour la cellulose

séchée à l'air, elle était de l'ordre de 250 000 volts par centimètre; pour la cellulose séchée à l'air elle était de l'ordre de 500 000 volts par centimètre.

L'auteur a fait aussi des expériences sur l'acétate de cellulose, actuellement employé sur une grande échelle pour couvrir des fils fixes. Cet acétate est soluble dans le chloroforme et, en faisant sécher la solution, on obtient une pellicule lisse et élastique. Deux échantillons furent étudiés; l'un étant du triacétate normal, l'autre un mélange de triacétate et de tétraacétate contenant aussi un peu de soufre qui provenait sans doute de SO_4H^2 . Le premier échantillon (a) séché à l'air avait une capacité inductive spécifique de 4,7 environ; quand il était séché au four, il avait une capacité inductive spécifique de 3,9: la variation avec la température est très peu perceptible et est de l'ordre de 1 % par 40° C. L'échantillon (b) a donné des valeurs moins régulières et plus élevées.

Les résistivités furent aussi déterminées approximativement à 200 volts au bout d'une électrifcation de une minute. Les résultats sont indiqués par le tableau V.

TABLEAU V

ÉCHANTILLON étudié	CONDITION	TEMPÉ- RATURE	RÉSISTIVITÉ en méga mégohms cm.
Acétate de cellulose (a)	séché à l'air	16,5°	200
	séché au four	26,0°	plus de 9 000
Acétate de cellulose (b)	séché à l'air	26°	13
	séché au four	26°	121

R. R.

MESURES

Mesure des déphasages. — C.-V. Drysdale.

— *The Electrician*, 24 août 1906.

Pendant les dernières années, l'attention des électriciens a été attirée sur la question de la mesure des différences de phase. L'auteur étudie les différentes méthodes de mesure et la répartit en trois catégories :

- a) mesures aux facteurs de puissance élevés ;
- b) mesures aux facteurs de puissance faibles ;
- c) mesure de petites différences de phase.

La détermination des angles de phase peut être faite directement au moyen de phasemètres, ou bien au moyen de méthodes de zéro avec des wattmètres, par la mesure des côtés d'un triangle de vecteurs (méthodes avec ampère-

mètre et voltmètre), ou bien par la mesure de la surface et de deux côtés du triangle des vecteurs (méthode avec wattmètre). Cette dernière méthode, très simple, est étudiée par l'auteur en premier lieu.

1° *Méthode du wattmètre.* — La méthode la plus communément employée pour la mesure des facteurs de puissance consiste à déterminer la puissance avec un wattmètre et de diviser le résultat trouvé par le produit des volts par les ampères. On a ainsi une relation de la forme $\cos \varphi = w/VC$, en appelant w la puissance réelle en watts, φ le décalage, V et C les valeurs efficaces de la tension et du courant.

Cette méthode présente deux défauts. Aux facteurs de puissance élevés, la mesure est troublée par le fait que, quoique les erreurs inductives du wattmètre soient faibles ou nulles, une très faible erreur dans l'une des lectures peut amener une très forte erreur dans l'angle de phase, puisque $d\varphi = -\operatorname{cosec} \varphi \cdot d \cos \varphi$. Aux faibles facteurs de puissance, cette cause d'erreurs n'existe pas, car $\operatorname{cosec} \varphi$ a une valeur voisine de l'unité et l'erreur commise sur l'angle est égale à l'erreur commise sur le facteur de puissance. Mais, aux faibles facteurs de puissance, les réactions inductives qui peuvent exister dans le wattmètre ont leur maximum d'effet, et cela entraîne des incertitudes dans l'appréciation des résultats.

Quand on a un wattmètre assez bon, ne contenant pas de parties métalliques autres que les bobines, l'emploi de cet appareil constitue sans doute la meilleure méthode de mesure aux faibles facteurs de puissance. L'auteur a trouvé qu'un wattmètre, même très inductif, peut être employé pour ces mesures. Sur les circuits ayant une forme d'ondes sinusoïdale, on a simplement :

$$P = P' - T_p \sqrt{1 - P'^2}$$

en appelant P le facteur de puissance vrai, P' celui donné par la division des lectures au wattmètre par les voltampères efficaces, T la constante de temps du shunt du wattmètre et $p = 2\pi f$, f étant la fréquence. A moins que la fréquence soit très élevée, la forme d'ondes très irrégulière, ou l'inductance shunt anormalement élevée, cette méthode donne des résultats aussi exacts qu'il est nécessaire. Il n'est pas difficile de réduire la correction à une quantité pratiquement négligeable dans un wattmètre convenable, et l'on

peut faire facilement des mesures de pertes diélectriques.

Circuits avec facteur de puissance élevé. — Le wattmètre sous sa forme simple est tout à fait impropre pour les mesures de faibles déphasages, tels que ceux trouvés dans les bobines de résistance et les rhéostats liquides. Mais, en employant un condensateur dans le circuit shunt et quelque charge non inductive, il est très facile de faire de telles mesures. Si le condensateur déphase de 90° exactement le courant dans la bobine shunt du wattmètre sans altérer sa valeur, on a simplement $\sin \varphi = w/VC$ au lieu de $\cos \varphi$. En pratique le déphasage est inférieur à 90° , à cause de la résistance de la bobine mobile et de la perte d'énergie dans le condensateur. Le courant dans le circuit shunt dépend aussi de la capacité du condensateur, de la fréquence et de la forme d'ondes. Le procédé le plus simple consiste à relier la charge, dont on veut mesurer le déphasage, en série avec une résistance ohmique convenable et de placer les bobines série du wattmètre en série avec celle-ci, en disposant la bobine shunt de telle façon que ses extrémités puissent être reliées soit aux bornes de la résistance non inductive, soit aux bornes du circuit inductif. Il est préférable d'employer un voltmètre électrostatique pour éviter les erreurs dues au shunt que la présence de ces appareils introduit dans le circuit : le condensateur est connecté directement en série avec la bobine mobile sans résistance non inductive supplémentaire. Soit R la résistance normale du circuit shunt du wattmètre, y compris la résistance non inductive en série avec lui et K la capacité du condensateur en microfarads : l'impédance de l'appareil peut être modifiée de R à $10^6/Kp$, par le remplacement de la résistance par le condensateur, puisque la résistance de la bobine mobile est généralement négligeable en comparaison de la réactance due à la capacité. Soit α l'angle dont la phase du courant shunt diffère de 90° : on a l'équation

$$\sin(\varphi - \alpha) = \frac{10^6}{KRp} \frac{w'}{VC},$$

en appelant w' la lecture au wattmètre sur l'échelle graduée en watts.

Quand la bobine shunt est connectée à la résistance non inductive, $\varphi = 0$ et l'on a

$$-\sin \alpha = \frac{10^6}{KRp} \cdot \frac{w'}{V_1 C}$$

en appelant w' la lecture : quand au contraire la bobine est reliée aux bornes de la charge, on a :

$$\sin(\varphi - \alpha) = \frac{10^6}{KRp} \frac{w'_2}{V_1 C}.$$

La valeur de α étant faible, on a :

$$\begin{aligned} \sin(\varphi - \alpha) &= \sin \varphi - \alpha \cos \varphi \\ \sin \varphi &= \frac{10^6}{KRpC} \left(\frac{w'_2}{V_2} - \frac{w'_1}{V_1} \cos \varphi \right) \end{aligned}$$

ou, en remplaçant par A le facteur $10^6/KRp$, il vient

$$\sin \varphi = \frac{A}{C} \left(\frac{w'_2}{V_2} - \frac{w'_1}{V_1} \cos \varphi \right).$$

La valeur de w'_1 étant très faible, on a comme valeur approchée pour $\cos \varphi$ la valeur :

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \sqrt{1 - (A^2 w'_2{}^2 / V_2^2 C^2)} \\ \sin \varphi &= \frac{A}{C} \left\{ \frac{w'_2}{V_2} - \frac{w'_1}{V_1} \sqrt{1 - (A^2 w'_2{}^2 / V_2^2 C^2)} \right\}. \end{aligned}$$

Pour les circuits présentant un facteur de puissance élevé, $\cos \varphi$ est approximativement égal à l'unité, et

$$\sin \varphi = \varphi = \frac{10^6}{KRpC} \left(\frac{w'_2}{V_2} - \frac{w'_1}{V_1} \right),$$

expression que l'on peut employer pour la mesure des charges les plus fréquentes. L'expression plus complète est quelquefois employée pour les mesures relatives aux essais de transformateurs en court-circuit, etc., où le facteur de puissance est compris entre 0,7 et 0,9.

Etant donnée la grande commodité de cette méthode, l'auteur a fait placer une borne additionnelle aux wattmètres portatifs, tels que les appareils Weston, et a relié celle-ci à un condensateur dont la réactance sur un circuit à 50 périodes est à peu près égale à la résistance normale du circuit shunt. En déterminant une fois pour toutes l'angle α , que l'on peut déterminer sur une charge non inductive, on peut mesurer comme l'on veut toute différence de phase. Pour les circuits présentant un facteur de puissance inférieur à 0,7, le commutateur peut être mis sur la touche pour laquelle le condensateur n'est pas en circuit, et le wattmètre est employé comme d'ordinaire et donne $\cos \varphi = w/VC$: pour les circuits de facteur de puissance élevé, on met le commutateur sur la touche correspondant au condensateur, et l'on a $\sin \varphi = Aw'/VC$. Avec ce dispositif, on peut obtenir des résultats beaucoup plus exacts dans les essais de réglage des transformateurs.

On peut faire à cette méthode l'objection que le condensateur introduit une erreur en amplifiant les harmoniques dans l'onde de différence de potentiel. On peut répondre à cette objection que les mesures de différence de phase sur les circuits où les ondes diffèrent beaucoup de la forme sinusoïdale n'ont que peu d'importance. En règle générale, quand le déphasage est faible, la distorsion de la forme d'ondes est faible, de sorte que si la courbe principale de tension est approximativement sinusoïdale, l'erreur introduite est faible. Cette règle n'est pas applicable aux soupapes électrolytiques où le facteur de puissance est élevé et il existe une grande distorsion. L'auteur ne croit pas qu'une méthode autre que la détermination de la puissance réelle et apparente donne des résultats corrects dans de tels cas, à moins d'analyser et de calculer les harmoniques existant dans la courbe, ce qui évidemment est aussi applicable à cette méthode.

Emploi de courants diphasés. — Quand on a affaire à des courants diphasés, les mesures de déphasage sont beaucoup simplifiées. La figure 1

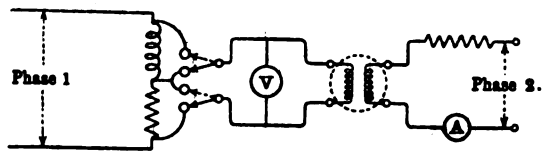


Fig. 1.

indique le dispositif employé avec succès par l'auteur, pour les mesures sur les circuits de facteur de puissance élevé. Dans ce cas, on emploie le wattmètre à son état ordinaire, sans modification de connexions. Si la différence de phase entre les deux circuits est exactement de 90° , il est inutile de placer une résistance non inductive en série avec la charge et l'on a simplement $\sin \varphi = w/VC$. Le déphasage n'étant pas exactement de 90° , et variant avec la charge sur la première phase, il vaut mieux faire les lectures sur charges inductives et non inductives et l'on a ainsi, si la charge est seulement un peu inductive :

$$\sin \varphi = \varphi = \frac{I}{C} \left(\frac{w'_2}{V_2} - \frac{w'_1}{V_1} \right),$$

où w'_1 et V_1 sont les lectures au wattmètre et au voltmètre pour la résistance non inductive et w'_2 et V_2 les lectures correspondantes pour la

charge étudiée. La méthode à employer pour les mesures de déphasages importants résulte immédiatement de ce qui précède.

Détermination des faibles déphasages pour une valeur quelconque du facteur de puissance. — Il est souvent nécessaire de déterminer le faible déphasage introduit, par exemple, par un transformateur ou un shunt sur un circuit de facteur de puissance quelconque. La meilleure méthode est d'employer un wattmètre et de faire en sorte, par quelque moyen, que les courants dans les deux bobines soient approximativement en quadrature. L'une de ces bobines est parcourue par un courant de valeur et de phase fixées; l'autre est transférée de l'un des circuits dont le déphasage est à déterminer dans l'autre circuit. Le dispositif est identique à celui de la figure 1, sauf que l'on introduit un dispositif quelconque pour pouvoir modifier la phase du circuit 2. On y parvient, évidemment, au moyen de condensateurs et d'inductance, mais l'auteur a trouvé qu'il vaut mieux employer un transformateur convenablement établi dans ce but. Le primaire est relié à une source de courants diphasés ou triphasés et est analogue au stator d'un moteur d'induction bipolaire : le secondaire consiste en un rotor bobiné avec un enroulement diamétral simple. Les courants polyphasés produisent dans le rotor un champ tournant, car le voltage du rotor est, par suite, le même dans toutes les positions, mais change de phase quand le rotor tourne. Ce dispositif est le plus convenable pour les essais dans un grand nombre de mesures relatives aux courants alternatifs.

Pour la mesure de faibles déphasages avec cette méthode, le secondaire du transformateur de déphasage est substitué à la phase 2 (fig. 1). On fait tourner le rotor jusqu'à ce que pratiquement il n'y ait aucune déviation au wattmètre avec le commutateur sur la première touche. En plaçant le commutateur sur la seconde touche, il se produit une déviation s'il y a un déphasage, et l'on a comme précédemment :

$$\Delta \varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \frac{I}{C} \left(\frac{w'_2}{V_2} - \frac{w'_1}{V_1} \right).$$

Ce dispositif est pour toutes les mesures de déphasages, de tensions et de courants si l'on peut introduire des résistances non inductives, en série avec les circuits sur lesquels la chute

de potentiel peut être mesurée. Dans quelques cas, on ne peut pas employer de telles résistances en particulier lorsque des transformateurs d'intensité sont employés avec les appareils. On ne peut pas transporter la bobine principale du wattmètre d'un circuit à l'autre, mais on peut surmonter cette difficulté en employant un wattmètre double.

(A suivre.)

R. R.

Sur les compteurs-moteurs pour circuits à trois fils. — H. G. Solomon. — *Electrical Review*, 31 août 1906.

La mesure de l'énergie électrique sur les réseaux à trois fils est souvent assurée par deux compteurs, placés un sur chaque pont et enregistrant l'énergie dépensée dans celui-ci sans tenir compte du pont voisin. Au lieu de deux compteurs, on emploie le plus généralement un seul compteur à trois fils. L'auteur se propose de montrer que le compteur ordinaire à trois fils ne mesure correctement la consommation d'énergie que dans certaines conditions seulement. Les résultats obtenus varient avec la nature du courant d'alimentation, de sorte qu'il est nécessaire de considérer séparément le fonctionnement des compteurs-moteurs à trois fils alimentés par du courant continu et celui des appareils alimentés par du courant alternatif. Il est intéressant de signaler en passant que le compteur intégrateur Aron à trois fils mesure toujours rigoureusement la consommation d'énergie, aussi bien sur courant continu que sur courant alternatif, même quand les ponts ne sont pas équilibrés et quand il existe un déphasage entre le courant et la tension, dans le cas de l'alternatif. Le compteur, en fait, consiste en deux compteurs distincts.

Système à courant continu. — Dans un système à courant continu, le compteur-moteur à trois fils, tel que celui du type Thomson, a deux bobines fixes traversées par le courant principal et un circuit dérivé comprenant l'induit lui-même, la bobine de résistance élevée et l'enroulement compound, tous en série. Le compteur, n'ayant qu'un seul circuit de tension, n'est pas une combinaison de deux éléments de compteur-moteur, et, pour cette raison, son fonctionnement n'est pas toujours correct. L'une des bobines série est traversée par le courant d'un des fils extérieurs et l'autre par le courant de l'autre fil extérieur; le circuit de l'induit est traversé

par un courant proportionnel ou bien à la tension totale, ou à la tension d'un des ponts. La rotation de l'induit est due à l'action mutuelle du courant dans l'induit et du flux créé par les bobines fixes série.

Quand les deux ponts sont équilibrés, c'est-à-dire quand il n'y a pas de courant d'équilibre dans le fil neutre, et aussi quand les deux ponts sont inégalement chargés mais la tension égale sur chacun d'eux, le compteur-moteur ordinaire à trois fils peut mesurer correctement la consommation réelle d'énergie. Quand le système n'est pas équilibré, le compteur donne toujours des indications inexactes et le degré d'inexactitude dépend du mode de connexion du circuit de l'induit. Si celui-ci est soumis à la tension totale, le compteur indique des valeurs trop élevées et les erreurs sont faibles. Si, au contraire, il est connecté entre un des conducteurs extérieurs et le fil neutre, le compteur donne des indications trop élevées ou trop faibles suivant que la tension agissant sur le circuit de l'induit est élevée ou faible, et les erreurs peuvent être considérablement plus grandes que dans le premier cas. Ces résultats peuvent être facilement montrés de la façon suivante :

Soient V_1 la tension entre le conducteur positif et le neutre, V_2 la tension entre ce dernier et le conducteur négatif, C_1 et C_2 les courants dans les conducteurs positifs et négatifs, V la tension totale, telle que $V = V_1 + V_2$; l'énergie absorbée dans l'intervalle $t_2 - t_1$ est :

$$E = \int_{t_1}^{t_2} V_1 C_1 dt + \int_{t_1}^{t_2} V_2 C_2 dt. \quad (1)$$

Quand les charges sont égales sur les deux ponts, $V_1 = V_2 = 1/2 V$ et $C_1 = C_2 = C$. L'énergie absorbée a pour valeur

$$E = 2 \int_{t_1}^{t_2} V_1 C_1 dt = 2 \int_{t_1}^{t_2} V_2 C_2 dt$$

$$E = \int_{t_1}^{t_2} V C dt.$$

1^{er} cas. — Le circuit de l'induit est relié directement aux conducteurs extérieurs; il est donc excité par la tension totale V . La consommation d'énergie indiquée par le compteur est :

$$1/2 \int_{t_1}^{t_2} V (C_1 + C_2) dt.$$

L'énergie réellement absorbée est indiquée par l'équation (1) qui peut être mise sous la forme :

$$E = 1/2 \int_{t_1}^{t_2} V(C_1 + C_2) dt + 1/2 \int_{t_1}^{t_2} (V_1 - V_2) C_1 dt - 1/2 \int_{t_1}^{t_2} (V_1 - V_2) C_2 dt. \quad (2)$$

Quand le système est parfaitement équilibré et aussi quand les courants C_1 et C_2 sont inégaux mais $V_1 - V_2 = 0$, les termes

$$1/2 \int_{t_1}^{t_2} (V_1 - V_2) C_1 dt \text{ et } 1/2 \int_{t_1}^{t_2} (V_1 - V_2) C_2 dt$$

disparaissent et les indications du compteur sont correctes. Si les deux branches sont inégalement chargées, c'est-à-dire si C_1 et C_2 ont des valeurs inégales et si les tensions V_1 et V_2 sont aussi inégales, les indications du compteur sont toujours supérieures à la consommation réelle d'énergie quand C_2 est supérieur à C_1 et $V_1 - V_2$ est positif, et quand C_2 est inférieur à C_1 et $V_1 - V_2$ négatif.

2° cas. — Le circuit de l'induit du compteur est branché entre un des conducteurs extérieurs et le fil neutre, c'est-à-dire qu'il est influencé par la tension V_1 . La consommation d'énergie indiquée par le compteur est la suivante :

$$\int_{t_1}^{t_2} V_1 (C_1 + C_2) dt.$$

L'énergie réellement absorbée est, d'après (1) :

$$E = \int_{t_1}^{t_2} V_1 (C_1 + C_2) dt - \int_{t_1}^{t_2} C_2 (V_1 - V_2) dt. \quad (3)$$

Comme dans le premier cas, quand le système est équilibré ou quand les charges sont inégales mais les voltages égaux sur les deux ponts, le deuxième terme de l'équation (3) disparaît et les indications du compteur sont correctes. Quand les deux ponts du réseau sont inégalement chargés, le compteur donne des indications trop fortes ou trop faibles, suivant que la tension agissant sur le circuit de l'induit est supérieure ou inférieure à la tension sur l'autre pont.

Si la tension V_1 agissante est supérieure à la tension sur l'autre pont, la différence $V_1 - V_2$ est positive, et la consommation d'énergie indiquée par le compteur est supérieure à la consommation réelle, comme le montre l'équation (3). Si V_1 est plus petit que V_2 au contraire, la différence $V_1 - V_2$ est négative, et les indications du compteur sont inférieures à la consommation réelle. Les erreurs ne sont donc pas toujours de même signe et sont plus considérables que quand le circuit de l'induit est soumis à la tension totale.

Les trois tableaux suivants indiquent les erreurs

en % correspondant aux cas ci-dessus pour trois valeurs du courant de compensation exprimées chacune en % du plus grand des deux courants dans les conducteurs extérieurs et pour des différences de tension entre les deux ponts du système exprimées en % de la tension totale.

TABLEAU I

Circuit de l'induit relié aux conducteurs extrêmes.

DIFFÉRENCE DE TENSION entre les deux points en % de la tension totale.	ERREUR EN %.		
	COURANT de compensation de 10 %.	COURANT de compensation de 15 %.	COURANT de compensation de 20 %.
0	0	0	0
1	0,053	0,081	0,111
2 1/2	0,132	0,203	0,278
5	0,264	0,407	0,559
10	0,529	0,817	1,123
15	0,796	1,229	1,695
20	1,064	1,648	2,272

TABLEAU II

Circuit de l'induit relié au neutre et à l'un des conducteurs extérieurs et soumis à la tension la plus élevée.

DIFFÉRENCE DE TENSION entre les deux points en % de la tension totale.	ERREUR EN %.		
	COURANT de compensation de 10 %.	COURANT de compensation de 15 %.	COURANT de compensation de 20 %.
0	0	0	0
1	1,053	1,090	1,112
2 1/2	2,635	2,708	2,785
5	5,277	5,427	5,586
10	10,582	10,899	11,236
15	15,915	16,415	16,949
20	21,276	21,978	22,727

TABLEAU III

Circuit de l'induit relié entre le neutre et un conducteur extérieur et soumis à la tension la plus faible.

DIFFÉRENCE DE TENSION entre les deux points en % de la tension totale.	ERREUR EN %.		
	COURANT de compensation de 10 %.	COURANT de compensation de 15 %.	COURANT de compensation de 20 %.
0	0	0	0
1	0,948	0,920	0,889
2 1/2	2,371	2,368	2,229
5	4,749	4,613	4,469
10	9,523	9,264	8,988
15	14,323	13,953	13,559
20	19,149	18,681	18,181

(A suivre.)

R. R.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ÉRIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

MÉTHODE PRATIQUE POUR LE CALCUL DES LIGNES A COURANTS ALTERNATIFS PRÉSENTANT DE LA SELF-INDUCTION ET DE LA CAPACITÉ (suite)⁽¹⁾

Application à deux cas particuliers. — La solution précédente donne lieu à deux cas particuliers intéressants : celui d'une ligne à vide, c'est-à-dire avec courant $I_1 = 0$ à l'arrivée, et celui d'une ligne en court-circuit, c'est-à-dire avec tension $U_1 = 0$ à l'arrivée.

1^o Ligne à vide. — Les vecteurs A_1 et B_1 doivent donner comme somme U_1 et comme différence zéro. On a donc simplement en grandeur :

$$A_1 = B_1 = \frac{U_1}{2}.$$

A_1 et B_1 sont égaux et directement opposés en phases et représentés respectivement sur la figure 3 par les vecteurs OP et PQ. A la distance x de l'extrémité de la ligne, ces vecteurs auront tourné respectivement des angles bx et $-bx$ et prendront les positions Op et pq et auront les valeurs

$$Op = \frac{U_1}{2} e^{ax} \quad pq = \frac{U_1}{2} e^{-ax}.$$

La droite Oq représentera le vecteur de la tension au point x et, si on porte dans la direc

⁽¹⁾ Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 27 octobre 1906, page 121.

tion opposée à pq un vecteur égal pq' , le vecteur Oq' représentera mI au point x en grandeur, mais non en phase.

Pour avoir le courant dans la ligne en grandeur et phase, il faut diviser Oq' par m et lui

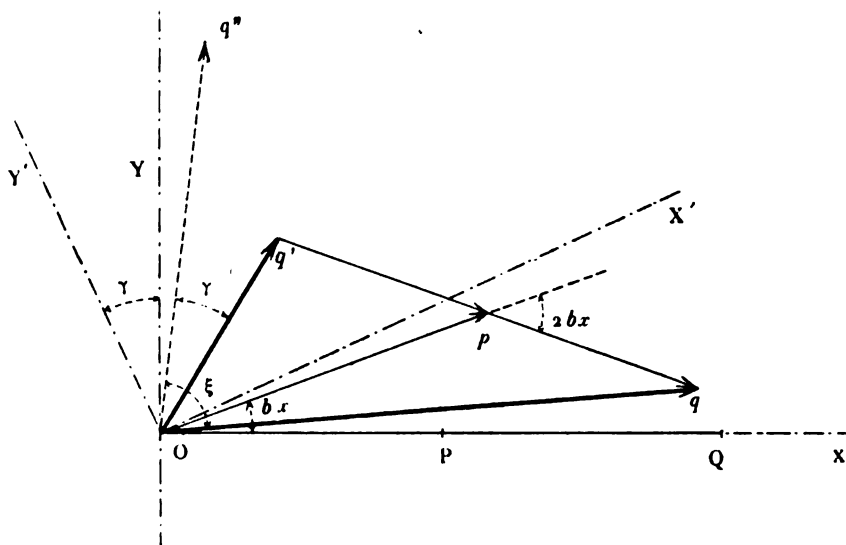


Fig. 3.

imprimer une rotation de l'angle γ en avant; on obtient ainsi par exemple une ligne od représentant la valeur de I_x au point l considéré. On voit également, par cette construction, que les valeurs de U_x et I_x doivent passer par des minima et des maxima, alternativement, au fur et à mesure que l'on s'éloigne de l'origine, les maxima étant voisins des positions pour lesquelles les vecteurs A_x et B_x sont de mêmes signes et les minima voisins des positions

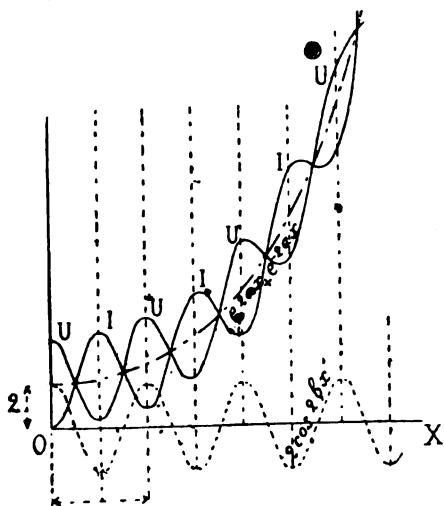


Fig. 4.

pour lesquelles ils sont de signes contraires; la distance en longueur d'onde qui n'est pas tout à fait égale à celle entre deux maxima ou deux minima successifs correspond au cas où l'angle $2bx$ est égal à $2n\pi$, d'où $\lambda = \frac{n\pi}{b}$, ce qui est bien conforme au résultat

que donne la simple discussion analytique de la formule.

La figure 4 résume, sous une forme schématique, ces résultats en montrant comment les deux courbes représentatives des polynômes placés sous les radicaux respectivement dans les expressions de U_x et de I_x sont formées en enroulant la courbe $2 \cos 2bx$ autour de la courbe $y = e^{2ax} + e^{-2ax}$ avec une différence de phase d'une demi-période entre les deux cas.

Les expressions algébriques de U_x et I_x se déduisent

immédiatement de la résolution des triangles Opq et Opq' dont on connaît les deux côtés et

l'angle intermédiaire, d'où

$$U_x = \sqrt{\left(\frac{U_1}{2} e^{ax}\right)^2 + \left(\frac{U_1}{2} e^{-ax}\right)^2 + 2 \frac{U_1}{2} e^{ax} \frac{U_1}{2} e^{-ax} \cos 2bx}$$

$$= \frac{U_1}{2} \sqrt{e^{2ax} + e^{-2ax} + 2 \cos 2bx} = U_1 \sqrt{\frac{\cosh 2ax + \cos 2bx}{2}} \quad (').$$

et de même

$$I_x = \frac{U_1}{2m} \sqrt{e^{2ax} + e^{-2ax} - 2 \cos 2bx} = \frac{U_1}{m} \sqrt{\frac{\cosh 2ax - \cos 2bx}{2}}.$$

L'angle de décalage entre Oq et Oq' est donné, comme on l'a vu plus haut, par la formule

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} qoq' &= \frac{2AB \sin(AB)}{A^2 - B^2} = \frac{2U_1^2 \sin 2bx}{U_1^2 (e^{2ax} - e^{-2ax})} \\ &= \frac{2 \sin 2bx}{e^{2ax} - e^{-2ax}} = \frac{\sin 2bx}{\sinh 2ax}. \end{aligned}$$

D'où finalement, pour le décalage $-\varphi$ du courant en avant de la tension

$$-\varphi = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\sin 2bx}{\sinh 2ax} + \gamma.$$

Au lieu d'exprimer les vecteurs Oq et Oq' par leurs longueurs, il est plus intéressant pour faciliter leur construction de les représenter par leurs projections sur deux axes de coordonnées.

Prenons pour axe OX la direction initiale U_1 et pour OY l'axe perpendiculaire. On peut écrire immédiatement pour projection du vecteur Oq avec les notations des fonctions hyperboliques

$$\text{tension à vide } \begin{cases} X_0 = \frac{U_1}{2} (e^{ax} + e^{-ax}) \cos bx = U_1 \cosh ax \cos bx \\ U_x \\ Y_0 = \frac{U_1}{2} (e^{ax} - e^{-ax}) \sin bx = U_1 \sinh ax \sin bx \end{cases}$$

et pour projections du vecteur $Od = I_x$ sur les axes auxiliaires OX', OY' tournés d'un angle γ en avance à partir de OX_0 et OY_0 respectivement

$$\text{courant de charge à vide } I_x \begin{cases} X' = \frac{U_1}{2m} (e^{ax} - e^{-ax}) \cos bx = \frac{U_1}{m} \sinh ax \cos bx \\ Y' = \frac{U_1}{2m} (e^{ax} + e^{-ax}) \sin bx = \frac{U_1}{m} \cosh ax \sin bx. \end{cases}$$

Enfin les projections de I_x sur OX_0 et OY_0 s'écrivent (en utilisant les projections précédentes sur les axes auxiliaires)

$$\text{courant de charge à vide } I_x \begin{cases} X'_0 = \frac{U_1}{m} \sinh ax \cos bx \cos \gamma - \frac{U_1}{m} \cosh ax \sin bx \sin \gamma \\ Y'_0 = \frac{U_1}{m} \sinh ax \cos bx \sin \gamma + \frac{U_1}{m} \cosh ax \sin bx \cos \gamma. \end{cases}$$

(') En posant pour valeurs des sinus et cosinus hyperboliques

$$\sinh ax = \frac{e^{ax} - e^{-ax}}{2}$$

$$\cosh ax = \frac{e^{ax} + e^{-ax}}{2}.$$

On a évidemment

$$\frac{d \sinh ax}{dx} = a \cosh ax \quad \frac{d \cosh ax}{dx} = a \sinh ax.$$

Ces formules nous serviront plus loin.

On peut construire aisément la courbe de U_x en fonction de X au moyen de ces formules, en marquant la valeur X à côté du point obtenu par six coordonnées. Pour construire I_x , le mieux est de tracer d'abord les axes OX' et OY' décalés de γ et d'y rapporter les valeurs X' et Y' en choisissant pour elles l'échelle la plus convenable. Les échelles de U_x et de I_x sont en effet absolument arbitraires.

Il est intéressant de remarquer que dans tous les cas la courbe du courant à vide est tangente à l'origine à l'axe OY_0 , c'est-à-dire qu'à l'arrivée le courant tend à être exactement en quadrature avec la tension ; cette phase reste sensiblement la même sur toute la longueur d'une ligne courte. Pour s'en assurer il suffit de déterminer le coefficient angulaire du rayon vecteur joignant l'origine à un point de la courbe considérée par rapport aux axes $X'OY'$, en calculant $\frac{dY'}{dx}$ et $\frac{dX'}{dx}$ et formant le quotient

$$\frac{dY'}{dX'} = \frac{b \operatorname{coth} ax \cos bx - a \operatorname{sinh} ax \sin bx}{a \operatorname{coth} ax \cos bx - b \operatorname{sinh} ax \sin bx}.$$

Quand x tend vers zéro, les seconds termes du numérateur et du dénominateur tendent vers zéro, et il reste

$$\frac{dY'}{dX'} = \frac{b}{a} = \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right).$$

Autrement dit l'angle de la tangente à l'origine est $\frac{\pi}{2} - \gamma$, c'est-à-dire précisément le complément de l'angle dont on fait tourner les axes pour amener la courbe en position par rapport aux axes principaux X_0OY_0 : la courbe est donc bien tangente à OY_0 ; et, dans les cas ordinaires de la pratique elle s'écarte peu de cette droite, car l'expression du coefficient angulaire

$$\frac{Y'}{X'} = \frac{\operatorname{tg} bx}{\operatorname{tgh} ax}$$

diffère peu de la valeur bx tant que $\frac{b}{a}$ et ax sont de petites fractions de l'unité, comme c'est le cas ordinaire ; même pour les lignes de transmission les plus longues actuellement existantes, on verra plus loin que l'écart est faible.

2^e Cas. *Court-circuit à l'arrivée.* — On peut dire que ce cas est le réciproque du précédent

Prenons comme axe d'origine des vecteurs la direction OX du vecteur du courant de court-circuit I , et soit

$$\overline{OM} = I,$$

ce vecteur.

Les vecteurs auxiliaires A_1 et B_1 seront évidemment égaux deux à deux tous deux à $\frac{I_1}{2}$ et représentés respectivement par ON et NO , dont la somme est zéro et dont la différence égale OM .

Au point x de la ligne comme d'habitude, le vecteur A_x a cru proportionnellement à e^{ax} , a tourné de l'angle bx dans le sens positif et a pour ligne représentative

$$\overline{Om} = A_1 e^{ax} = \frac{I_1}{2} e^{ax}.$$

D'où

$$J_x = \frac{I_1}{2} \sqrt{e^{2ax} + e^{-2ax} + 2 \cos 2bx} = I_1 \sqrt{\frac{\cosh 2ax + \cos 2bx}{2}}$$

$$V_x = \frac{mI_1}{2} \sqrt{e^{2a} + e^{-2a} - 2 \cos 2bx} = mI_1 \sqrt{\frac{\cosh 2ax - \cos 2bx}{2}}.$$

L'angle de décalage (en avance) de la tension absorbée V_x par rapport au courant J_x est de même par analogie

$$-\varphi_x = \arctg \frac{\sin 2bx}{\sinh 2ax} - \gamma.$$

La représentation en coordonnées rectangulaires des valeurs efficaces J_x et V_x peut se faire exactement de la même manière que pour les courbes de régime à vide, en permutant entre elles la courbe du courant contre une courbe de tension et inversement. On obtient ainsi le schéma de la figure.

Les coordonnées des vecteurs peuvent aussi s'exprimer comme plus haut; en écrivant les deux projections de Om sur OX et OY , on a

$$\text{courant de } \left\{ \begin{array}{l} X_J = \frac{I_1}{2} (e^{ax} + e^{-ax}) \cos bx = I_1 \cosh ax \cos bx \\ \text{débit } J_x \quad Y_J = \frac{I_1}{2} (e^{ax} - e^{-ax}) \sin bx = \sinh ax \sin bx. \end{array} \right.$$

De même les projections de $\overline{Om''}$ sur OX'' et OY'' donnent

$$\text{chute de } \left\{ \begin{array}{l} x'' = \frac{mI_1}{2} (e^{ax} - e^{-ax}) \cos bx = mI_1 \sinh ax \cos bx \\ \text{tension } V_x \quad y'' = \frac{mI_1}{2} (e^{ax} + e^{-ax}) \sin bx = mI_1 \cosh ax \sin bx \end{array} \right.$$

et les projections correspondantes sur OX et OY

$$\text{chute de tension } \left\{ \begin{array}{l} x = mI_1 (\sinh ax \cos bx \cos \gamma + \cosh ax \sin bx \sin \gamma) \\ \text{par le débit } V_x \quad y = mI_1 (\cosh ax \sin bx \cos \gamma - \sinh ax \cos bx \sin \gamma). \end{array} \right.$$

Les coordonnées $x''y''$ sont les plus intéressantes pour les applications générales comme on va le voir.

Comme on le remarquera, nous désignons *pour abréger* le courant J_x et la tension V_x par les mots courant de débit et chute de tension de débit pour exprimer qu'ils correspondent au courant J , débité au bout de la ligne, mais J_x n'est pas égal à ce dernier et varie tout le long de la ligne parce que toute modification de tension V_x produit une variation du courant de charge.

On démontrerait aisément comme plus haut, en calculant $\frac{dy''}{dx''}$ que la tangente à l'origine à la courbe $x''y''$ fait avec l'axe OY'' un angle égal à γ , et par conséquent un angle 2γ avec l'axe principal OY .

Dans les cas ordinaires de la pratique, la courbe s'écarte peu de cette tangente. D'ailleurs l'équation de la courbe V_x par rapport à $X''OY''$ ne diffère que par un facteur constant de l'équation de la courbe I_x par rapport à $X'OY'$.

(A suivre.)

A. BLONDEL.

EXPOSITION UNIVERSELLE DE MILAN

EXPOSITION DE LA SOCIÉTÉ WESTINGHOUSE

La Société Westinghouse expose à Milan, outre quelques petits appareils divers, auxquels nous ne nous arrêterons pas, un certain nombre de machines électriques intéressantes et d'appareils de transformation ou de réglage que nous décrirons rapidement.

Les *moteurs à courant continu multipolaires* étaient représentés par le type de 3,5 chevaux fermé à 220 volts. Cette machine est représentée par la figure 1. La carcasse est en une pièce cylindrique avec quatre pattes : les quatre pôles feuilletés sont rapportés et ont été fixés dans la culasse en fonte au moment de la coulée. Les bobines inductrices sont enroulées sur gabarit. L'induit est à encoches rectangulaires contenant des bobines fabriquées à la machine. Les porte-balais sont du type pivotant.

Parmi les *moteurs de traction*, la Société Westinghouse expose en particulier le type de 30 chevaux employé sur un grand nombre de tramways et bien connu maintenant. Elle expose aussi les *contrôleurs série-parallèle à soufflage magnétique*, les *interrupteurs et disjoncteurs de plate-forme*, les *fusibles et parafoudres de tramways*.

En ce qui concerne le *matériel monophasé de traction*, qui a fait l'objet de plusieurs applications très intéressantes déjà signalées en leur temps, on peut voir à l'exposition de Milan

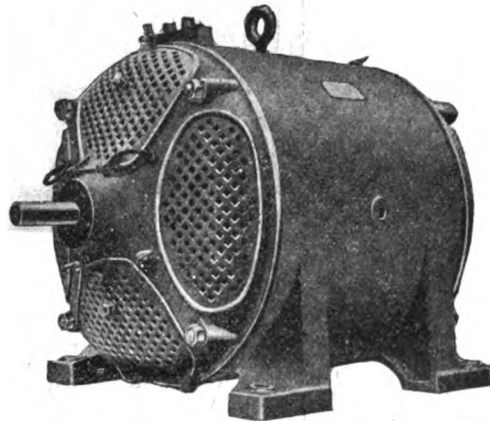


Fig. 1. — Moteur fermé de 3,5 chevaux.

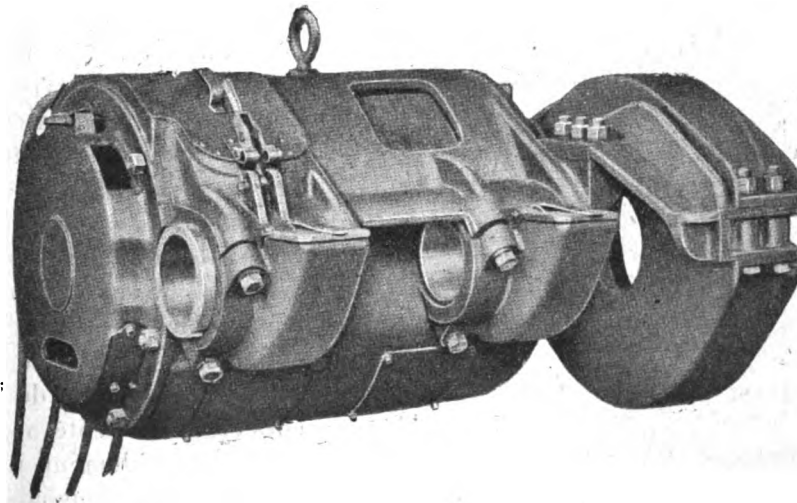


Fig. 2. — Moteur monophasé Westinghouse pour traction.

deux moteurs de 40 chevaux, un auto-transformateur principal, un contrôleur complet pour deux moteurs et un compresseur de voiture. Tout cet équipement est identique à celui em-

ployé sur les tramways de Rome à Civita Castellana, actuellement en service et dont l'*Éclairage Électrique* a donné la description (').

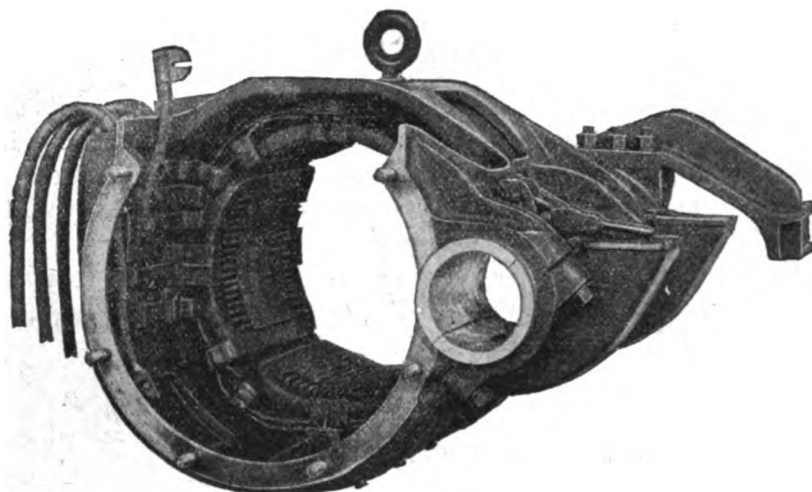


Fig. 3. — Vue intérieure d'un moteur monophasé montrant la disposition des enroulements inducteurs.

Les figures 2 et 3 donnent une vue d'un moteur série monophasé de 40 chevaux établi pour 250 volts. Le circuit magnétique est en tôles assemblées à l'intérieur d'une carcasse

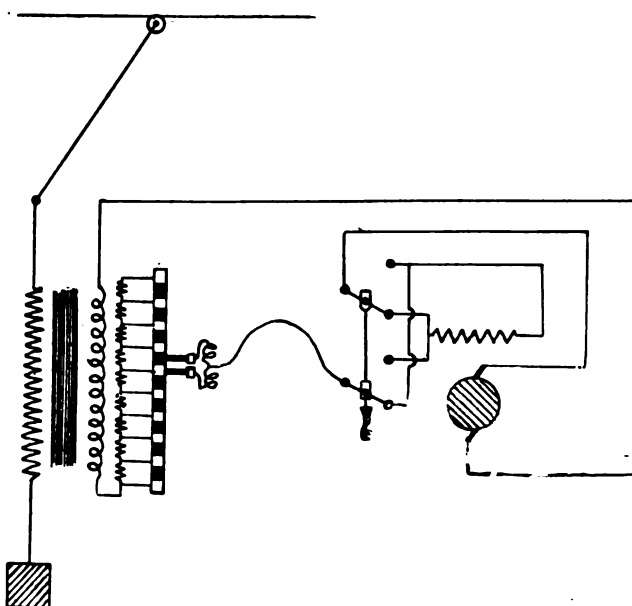


Fig. 4. — Schéma de l'appareil de démarrage pour moteurs monophasés.

ajourée en fonte de forme cylindrique en une pièce et comporte 2 enroulements inducteurs (fig. 3). Le premier est un enroulement série ordinaire ; le second est placé dans des encoches longitudinales mi-fermées ménagées dans les pôles et sert à compenser la réaction d'induit.

L'induit est du type ordinaire avec encoches rectangulaires ouvertes. De larges canaux de ventilation ont été prévus pour assurer un bon refroidissement. Des résistances spéciales en maillechort sont disposées au fond des encoches et sont intercalées entre les bobines induites et les lames de collecteur correspondantes, les connexions étant faites du côté opposé au collecteur. Du côté opposé au collecteur, l'enroulement induit porte en outre des jonctions équipotentielles.

(') Voir l'*Éclairage Électrique*, tome XLV, 14 octobre 1905, page 47

Le principe connu sur lequel repose le fonctionnement du controller est indiqué par le schéma de la figure 4. Les différentes prises de courant de l'auto-transformateur permettent de prendre des voltages compris entre 125 et 250 volts. Le fil d'alimentation des moteurs est relié successivement à ces différentes prises de courant.

Comme *moteurs d'aciéries*, le stand contient plusieurs spécimens de moteurs sur pattes analogues aux moteurs de traction, et déjà bien connus. Ces moteurs s'appliquent aussi à la commande de ponts roulants ou appareils de levage. Un type de *controllers* à une seule mannette employés avec ces moteurs est représenté par la figure 5 ; les résistances sont formées d'une succession de rubans d'acier enroulés sur eux-mêmes avec interposition de mica, ou bien elles sont constituées par des grilles en fonte. Ces résistances sont généralement montées dans le socle de l'appareil, comme l'indique la figure 5. Deux types différents de ces controllers étaient exposés ; l'un pour moteur de 40 chevaux et l'autre pour moteur de 3,5 chevaux.

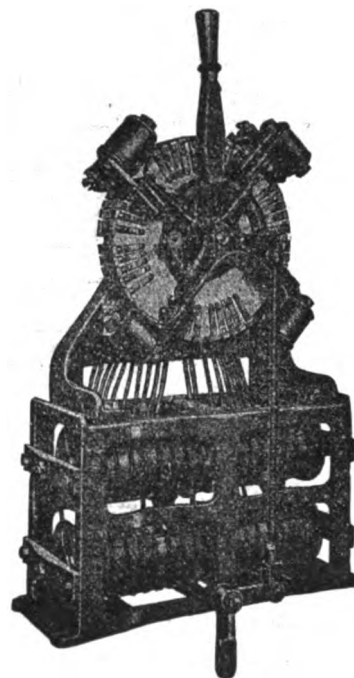


Fig. 5. — Controller pour moteurs d'aciéries.

Les *moteurs asynchrones polyphasés* sont représentés par un moteur type H, à rotor bobiné, et par un moteur type C, à rotor en court-circuit. Le premier est établi pour courants triphasés à 50 périodes et a une puissance de 50 chevaux. Le second est établi pour courants triphasés à 50 périodes et sa puissance est de 20 chevaux. En outre, il y a un moteur type C de 20 chevaux à 5 périodes

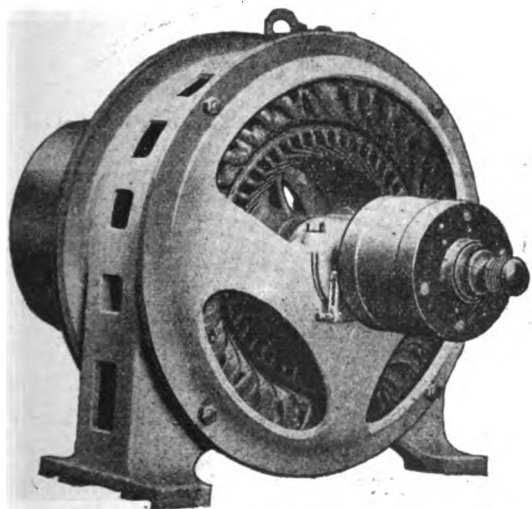


Fig. 6. — Moteur ouvert type "H" avec démarreur en bout d'arbre.

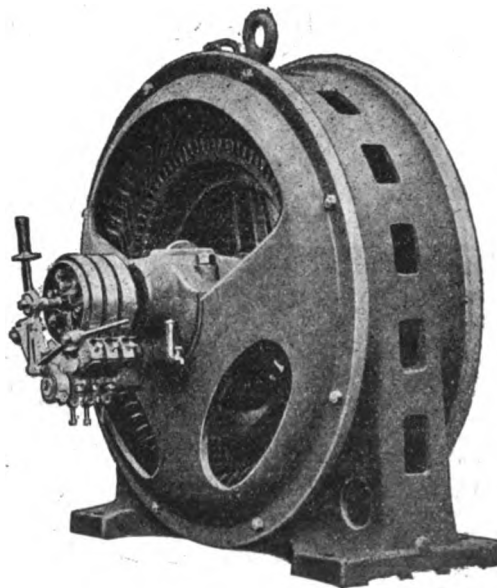


Fig. 7. — Moteur type "H" modèle au-dessus de 50 chevaux.

et un moteur type H de 11 chevaux à 50 périodes. Les moteurs type C n'ont rien de parti-

..

culier. Les moteurs type H sont à résistances en bout d'arbre (fig. 6) pour les faibles puissances, ou à bagues (fig. 7) pour les fortes puissances.

Les transformateurs Westinghouse ont été déjà souvent décrits dans cette Revue et il est inutile d'y revenir de nouveau. Les appareils de ce genre exposés à Milan par la Société sont les suivants : un transformateur de 375 kilovolts-ampères de 1 000/20 000 volts ; deux transformateurs de 15 et 30 kilowatts de 5 000 et 3 000 volts et trois transformateurs, à basse tension. Ces appareils sont tous à bain d'huile.

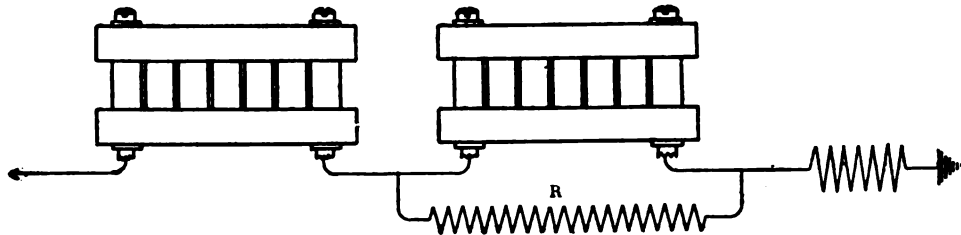


Fig. 8. — Parafoudres Würst.

Comme *appareillage*, on peut signaler des parafoudres Würst à haute tension représentés par le schéma de la figure 8 qui montre leur mode de montage, avec résistance série S et résistance shunt R établie en dérivation aux bornes d'un certain nombre de cylindres. On peut signaler également des interrupteurs disjoncteurs à huile type A, pour tensions jusqu'à 6 600 volts, constitués chacun par des interrupteurs à couteaux plongés dans l'huile et reliés par des tringles spéciales à un bras de levier commun. Le type B bien connu, qui s'emploie pour des tensions jusqu'à 22 000 volts, est également exposé. Enfin, le stand contient un certain nombre d'interrupteurs et de disjoncteurs automatiques à courant continu.

MATÉRIEL ÉLECTRIQUE EXPOSÉ PAR LA COMPAGNIE INTERNATIONALE D'ÉLECTRICITÉ DE LIÈGE

La Compagnie Internationale d'Électricité de Liège expose un certain nombre de machines intéressantes et nouvelles.

En premier lieu, il convient de citer une *locomotive de manœuvre automixte*, commandée par l'État Belge, dont la conception et l'exécution présentent un réel intérêt. Le fonctionnement de cette locomotive de manœuvre est assuré par un groupe électrogène, comprenant une dynamo génératrice et un moteur à pétrole, et par une batterie-tampon travaillant en parallèle avec ce groupe électrogène.

Les considérations qui ont donné lieu à l'établissement de cette locomotive automixte sont les suivantes : les locomotives à vapeur présentent plusieurs inconvénients très importants pour une machine de manœuvre, tels que la nécessité d'une mise en pression préalable, la consommation continue de charbon, même pour un service intermittent, la surveillance nécessaire pendant tout le temps où les feux sont allumés, et enfin l'entretien très élevé.

D'autre part les locomotives électriques à accumulateurs possèdent un trop faible rayon

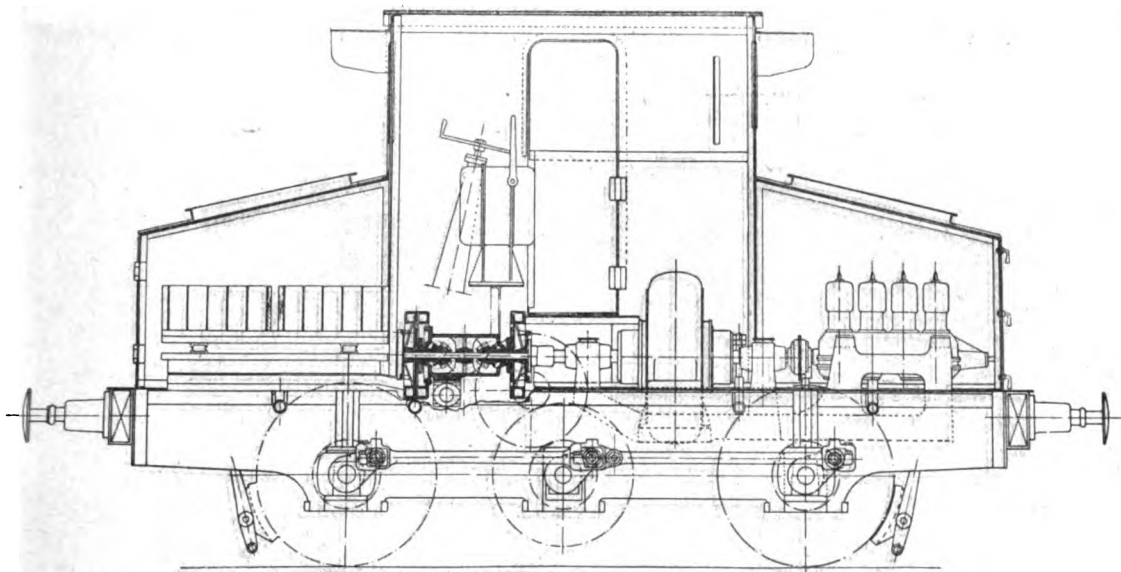


Fig. 1. — Locomotive de manœuvre automixte système Pieper.

d'action et conduisent à un entretien trop considérable ; quant aux locomotives à trôlet, elles exigent toute une installation spéciale pour l'amenée du courant sur les voies, et né-

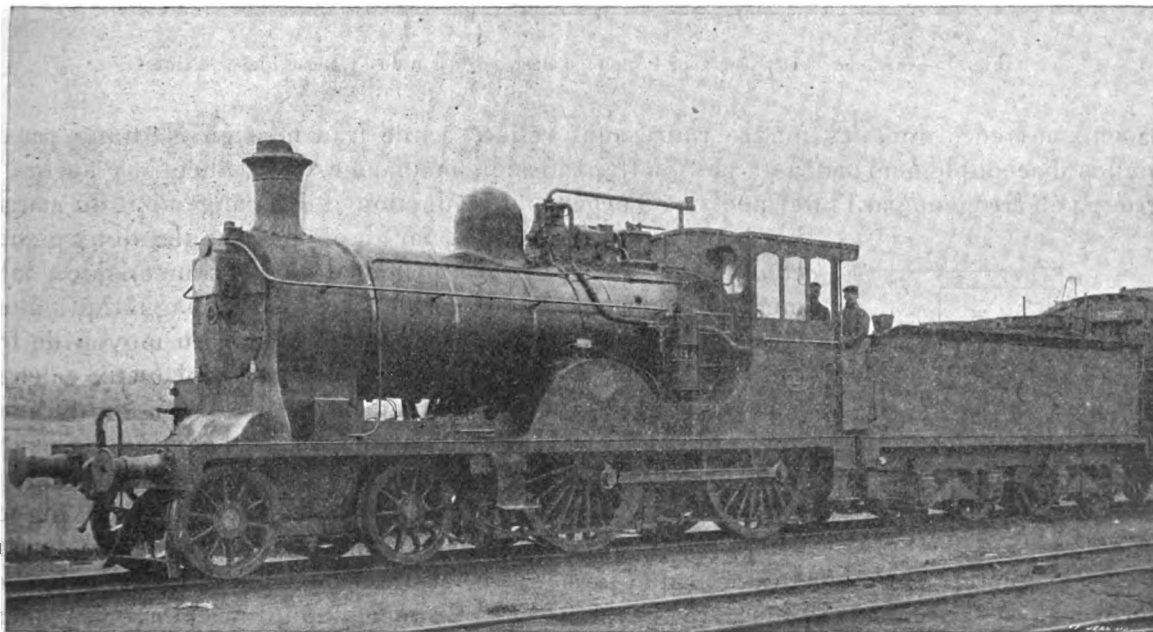


Fig. 2. — Locomotive portant le groupe générateur pour l'éclairage électrique du train par le système Pieper-L'Hoest.

cessitent l'établissement d'une station génératrice relativement rapprochée des voies de manœuvre.

La locomotive automixte de la Compagnie Internationale d'Électricité, représentée par la figure 1, comprend, comme groupe électrogène, un moteur à pétrole de 30 chevaux entraînant directement une dynamo génératrice de 20 kilowatts. Elle est supportée par deux

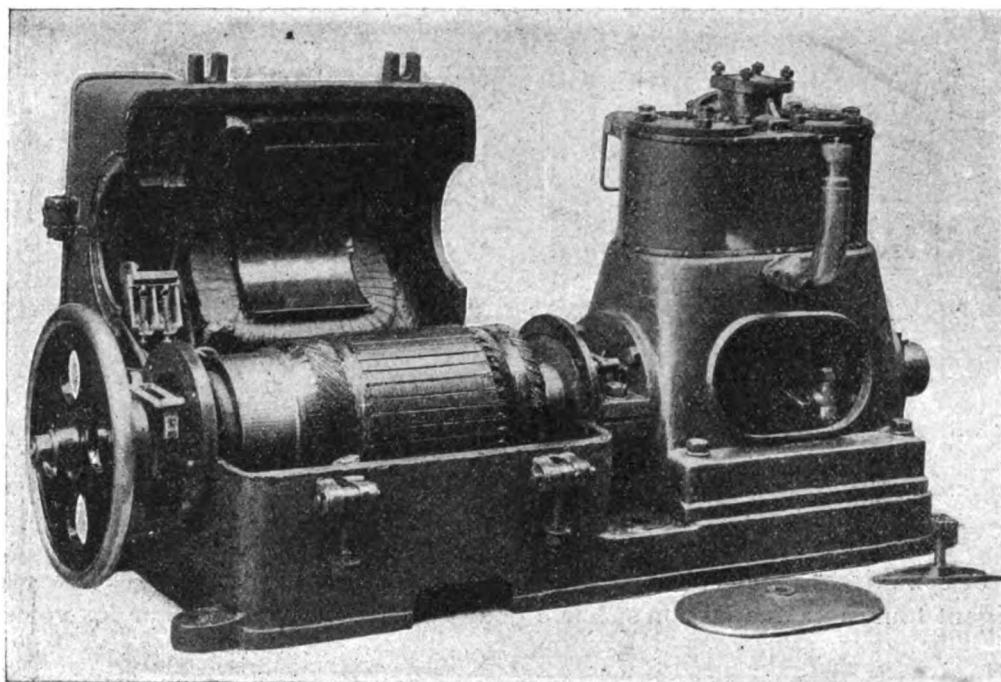


Fig. 3. — Groupe électrogène pour l'éclairage électrique des trains, système Pieper-L'Hoest.

essieux moteurs dont les quatre roues sont reliées à une transmission médiane par des bielles d'accouplement calées à 90° . La transmission médiane est entraînée par l'arbre du groupe électrogène par l'intermédiaire d'organes de réduction et de changement de marche.

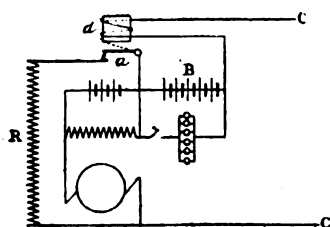


Fig. 4.

L'arbre du groupe entraîne, par un pignon d'angle, deux pignons coniques fous sur l'arbre principal de la transmission intermédiaire. Chaque pignon forme une culasse magnétique munie d'une bobine qui reçoit le courant électrique au moyen de frotteurs : ces culasses attirent très fortement des plateaux calés sur l'arbre principal et pouvant effectuer un léger déplacement longitudinal. Les deux pignons fous tournent continuellement en sens contraire l'un de l'autre sous l'action du pignon moteur : par conséquent, en rendant l'un ou l'autre de ces pignons solidaires de l'arbre de transmission par le jeu de l'embrayage électromagnétique que constitue chaque pignon, on fera tourner dans l'un ou l'autre sens l'arbre de la transmission intermédiaire : on réalise du même coup un embrayage souple, aussi progressif que l'on peut le désirer, et un changement de marche très simple. Le courant des bobines des pignons passe dans un rhéostat très divisé qui permet de graduer à volonté son intensité. Lorsqu'on veut arrêter la machine, on coupe simplement l'excitation des bobines des deux pignons : pour mettre en marche, dans l'un ou l'autre sens, on excite graduellement l'une ou l'autre bobine magnétisante. Des culasses magnétiques, analogues à

celles des pignons, sont fixées rigidement au châssis et agissent sur les plateaux de l'arbre, permettant ainsi d'obtenir un freinage aussi gradué et aussi puissant que l'on veut, par simple excitation de l'une ou l'autre bobine.

Quand la locomotive est arrêtée, le groupe électrogène produit du courant qui charge la batterie d'accumulateurs : réciproquement, au moment d'un coup de collier ou d'un effort important, la dynamo du groupe électrogène fonctionne en moteur et vient en aide au moteur à pétrole en fournissant la puissance mécanique complémentaire nécessaire : en cas de

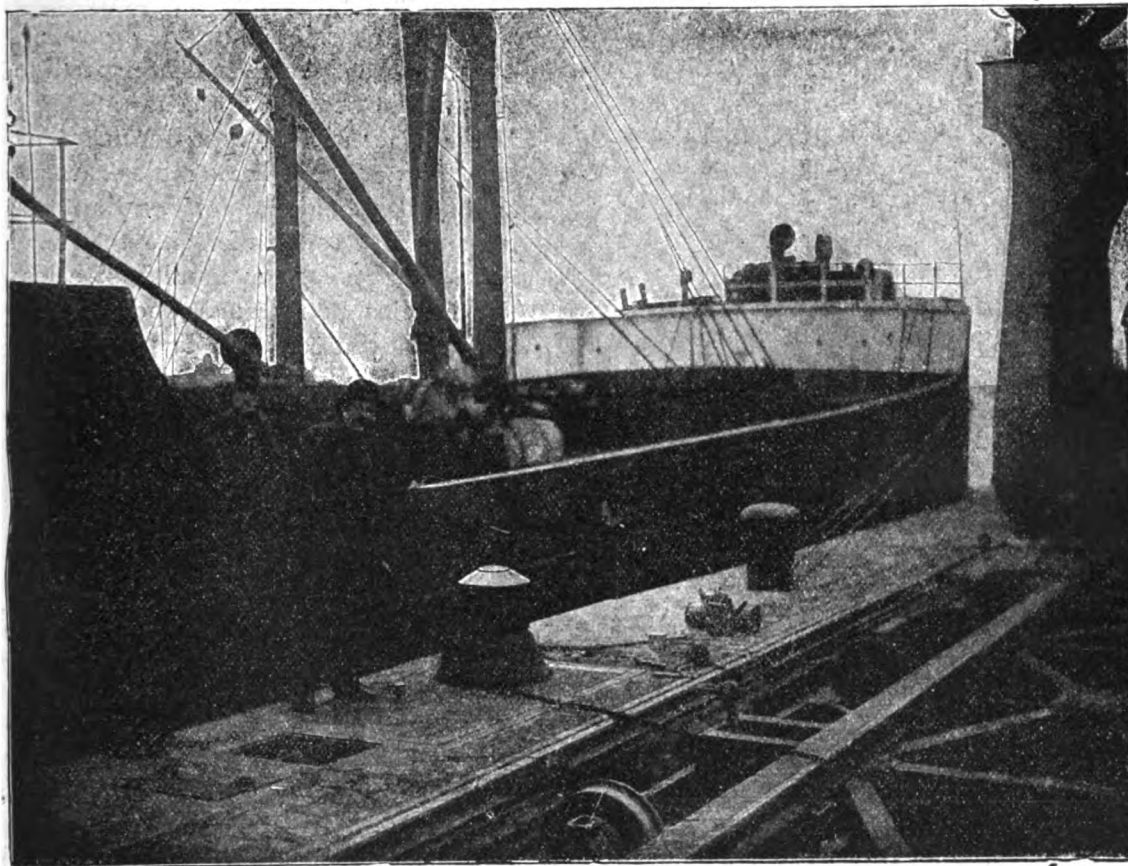


Fig. 5.

ralentissement, la puissance vive de la machine et du train remorqué est récupérée sous forme de courant qui charge la batterie.

Toutes les manœuvres de démarrage, embrayage, changement de marche, variation de vitesse et freinage sont obtenues par le jeu d'un seul levier qui commande un appareil de mise en marche spécialement étudié. Les variations de vitesse sont obtenues par couplage série-parallèle des deux collecteurs de l'induit unique de la dynamo et complétées par modification de l'excitation : un régulateur à solénoïde compound, commandant le carburateur, règle l'admission du gaz dans le moteur à pétrole proportionnellement au travail à effectuer. La batterie est maintenue automatiquement chargée par le jeu de cet appareil. La consommation d'énergie électrique dans les bobines magnétisantes est négligeable en comparaison de la puissance totale.

A côté de la locomotive automixte sont exposés des *moteurs de traction* à courant continu,

avec leurs controllers. Deux d'entre eux ont une puissance de 25 à 30 chevaux à 500 volts et 550 tours par minute ; un autre a une puissance de 5 chevaux et le quatrième une puissance de 10 chevaux à 500 volts. Ce matériel étant bien connu, nous jugeons inutile de nous y arrêter plus longuement.

Les appareils pour l'éclairage électrique des trains par le système Lhoest et Pieper, ou système série parallèle, étaient également exposés. Le principe de ce système a déjà été décrit⁽¹⁾. La

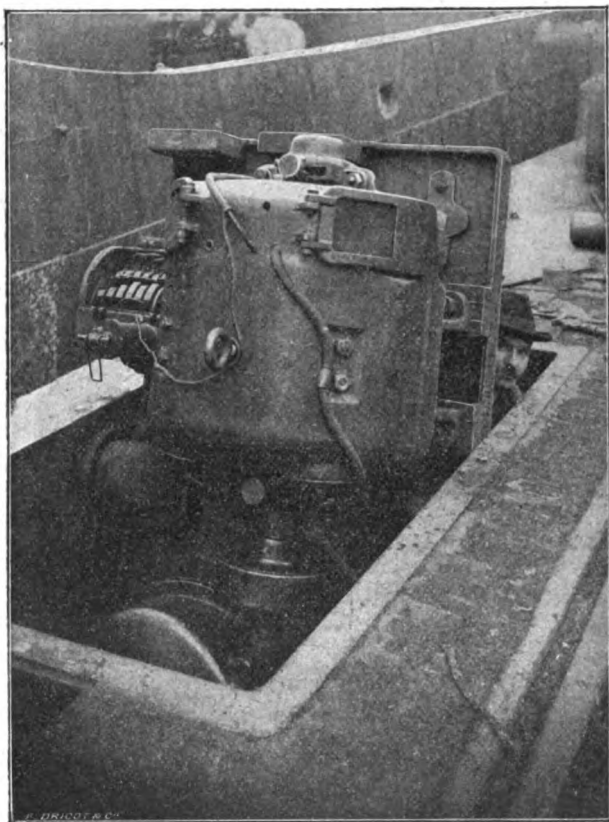


Fig. 6.

locomotive porte sur la chaudière, à côté du dôme de vapeur, un petit groupe électrogène visible sur la figure 2. Le moteur de ce groupe est à deux cylindres et à simple effet : il entraîne une dynamo génératrice série cuirassée à fermeture hermétique (fig. 3), l'ensemble étant monté sur une plaque commune. Un volant calé en bout d'arbre permet de faire tourner à la main l'arbre commun, pour la visite des parties mobiles. Le moteur à vapeur travaille à couple moyen constant, la pression de la vapeur et le degré d'admission restant invariables. Dans ces conditions, on peut montrer par un calcul simple que la valeur de l'intensité du courant produit (l'excitation de la dynamo étant supposée constante) reste invariable à tous les régimes et est indépendante de la résistance du circuit alimenté et de la vitesse de rotation du moteur. Le groupe prend automatiquement une vitesse telle que l'intensité du courant reste constante dans le circuit d'utilisation, quelle que soit la résistance de celui-ci. Chaque voiture comprend une batterie d'un nombre plus ou moins grand d'éléments, reliée en parallèle avec les

lampes de la voiture : toutes les batteries d'un train sont chargées en série par le courant d'intensité constante débité par le groupe électrogène : les différents détails des mécanismes portés par chaque voiture ont déjà été décrits (20 février 1906, page 209).

La locomotive porte deux petites batteries d'accumulateurs : l'une, de trois éléments, est en parallèle avec l'enroulement inducteur série de la dynamo ; l'autre, de 5 éléments, sert à l'éclairage de la locomotive. Pour la mise en route, le mécanicien tourne une manette qui commande, d'une part un petit controller, et d'autre part l'admission de vapeur au moteur. Le controller ferme les deux batteries sur la dynamo qui démarre en entraînant le moteur à vapeur qu'elle lance. Le mécanicien pousse alors dans sa seconde position la manette de démarrage, et ne s'occupe plus de rien : par cette position de la manette la vapeur est admise en grand au moteur et les circuits de la locomotive sont établis comme l'indique la figure 4. Le courant, après avoir traversé les inducteurs et la batterie de 3 éléments en parallèle, peut

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 10 février 1906, page 208.

passer par la résistance R ou bien par la batterie B et les lampes de la locomotive, puis par le circuit des trains CC' . Tant que ce dernier circuit n'est parcouru par aucun courant ou est traversé par un courant très faible, l'armature de l'électro-aimant d n'est pas soulevée et le circuit de la résistance R est fermé. Dès que l'intensité du courant dans le circuit du train atteint une certaine valeur, la résistance R est mise hors circuit, pour rentrer à nouveau en jeu automatiquement si le circuit du train est rompu par exemple.

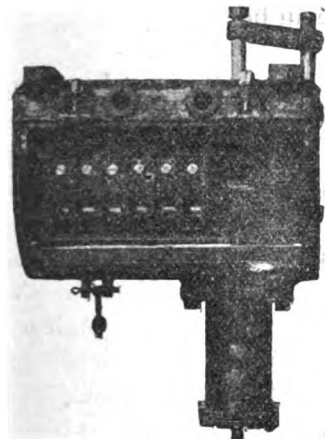


Fig. 7.

Le nombre d'éléments d'accumulateurs et le nombre de lampes de chaque voiture sont calculés de façon que, une fois la batterie chargée, la majorité du courant débité par le groupe électrogène dans le circuit passe par les lampes.

Un train d'essai, équipé avec le système Pieper l'Hoest, a été expérimenté par les chemins de fer de l'État Belge : il y avait 7 voitures de troisième classe, 2 de deuxième classe, et une voiture salon. Les voitures de troisième étaient munies chacune d'une batterie de 6 éléments ; celles de deuxième d'une batterie

de 8 éléments, et la voiture de luxe de deux batteries de 8 éléments. Les compartiments étaient éclairés au moyen de 20 lampes à osmium de 10 bougies, soit 200 bougies, pour les voitures de 3^e classe, 16 lampes à osmium de 16 bougies, soit 256 bougies, pour les voitures de 2^e classe, et 34 lampes à osmium de 16 bougies, soit 544 bougies pour la voiture salon.

Il y a lieu de signaler encore, parmi le matériel électrique exposé, d'intéressants *cabestans électriques* pour ports ou gares. La figure 5 représente un de ces cabestans en fonctionnement : on voit nettement la pédale qui sert à la commande du moteur. L'effort de traction est de 1250 kilogrammes et la vitesse d'enroulement du câble est de 1^m,10 par seconde. La taque sur laquelle repose la poupée a 1 mètre sur 2 mètres. Cette taque peut basculer facilement, comme l'indique la figure 6, rendant ainsi accessible le moteur et le mécanisme de réglage.

La poupée est entraînée par un moteur de 22 chevaux à courant continu dont l'arbre porte une vis sans fin actionnant une roue hélicoïdale placée sur l'arbre de la poupée. Le moteur est compound : les inducteurs sont établis pour une vitesse de 1^m,75 par seconde à vide.

Le démarrage et le réglage sont assurés par un controller que commande une pédale. Ce

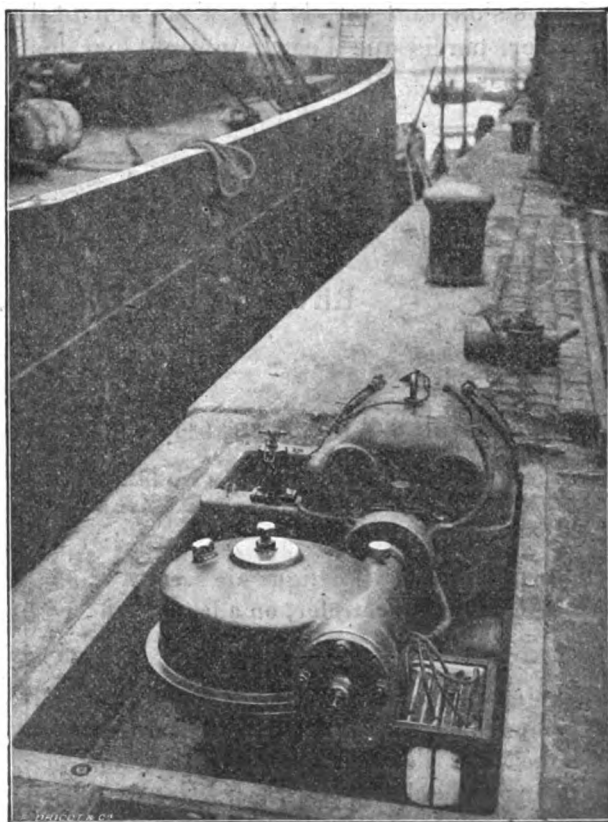


Fig. 8.

contrôler est représenté par la figure 7 : un amortisseur à dashpot empêche le mécanicien d'effectuer un démarrage trop rapide : un ressort antagoniste fait ressortir la pédale lorsqu'on retire le pied. Le moteur est fermé sur des résistances à ce moment, ce qui assure un freinage très énergique : ce freinage est tel que le cabestan s'arrête au bout d'un cinquième de tour.

La figure 8 montre les différents organes fixés sous la taque : on voit nettement le carter de la vis sans fin et de l'engrenage hélicoïdal de la poupée, les résistances de démarrage, le moteur et, à sa gauche, le contrôleur commandé par une pédale. Sur la figure 6 on distingue l'axe horizontal autour duquel bascule la taque que maintiennent normalement en place quatre verrous. Pour visiter les appareils, on rentre les verrous et, le tout étant bien équilibré, il suffit d'un très faible effort pour faire pivoter la taque. Après une rotation de 180° , les verrous se retrouvent à nouveau devant les logements correspondants, et l'on peut fixer le cabestan pour effectuer sur les appareils les différentes opérations de visite ou de réglage. Dans la position normale le moteur reçoit le courant par l'intermédiaire de pièces de contact fixes : lorsqu'on a basculé la taque, d'autres pièces de contact rétablissent le circuit, de façon à permettre la mise en marche de l'appareil pour la vérification et le réglage.

La cuvette en fonte dans laquelle est logé le système porte à sa partie inférieure une soupape s'ouvrant vers le bas : l'eau venant du terrain avoisinant, à marée haute, ne peut y pénétrer, tandis que l'eau pénétrant par les joints de la taque supérieure peut s'écouler vers le bas.

J. REYVAL.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Études expérimentales sur la constitution des aimants permanents. — E. KEMPEN. — *Drudes Annalen*, octobre 1906.

Pour un circuit magnétique de section constante contenant un entrefer, on a la relation

$$B = \mu H_i = H_a, \quad (1)$$

l'indice i s'appliquant au trajet des lignes de force dans le fer et l'indice a au trajet des lignes de force dans l'entrefer. B est l'induction et H l'intensité du champ.

Le travail effectué pour déplacer dans le circuit magnétique fermé un pôle magnétique $+1$ est le suivant :

$$H_i l_i + H_a l_a = M \cdot l_i \quad (2)$$

on appelant M l'aimantation du fer ou la chute

de potentiel magnétique. Des équations 1 et 2 on tire la valeur de H_a :

$$H_a = \frac{M \cdot l_i}{(l_i/\mu) + l_a} \quad (3)$$

Pour une section quelconque q du circuit, on a :

$$H_a q = \frac{M l_i}{\frac{l_i}{\mu} + \frac{l_a}{q}} = \frac{M}{\frac{1}{\mu q} + \frac{1}{q}} \quad (4)$$

Cette équation, valable pour le circuit magnétique permanent, correspond exactement à la loi d'Ohm : on considère M comme force magnétomotrice du circuit et l'on dit que le flux est proportionnel à la force magnétomotrice et inversement proportionnel à la réluctance magnétique.

Il y a lieu de distinguer expérimentalement si,

dans l'équation 4, le premier membre, c'est-à-dire le flux, ou le numérateur du deuxième membre, c'est-à-dire la force magnétomotrice, est constant. Dans l'équation (4), w_i n'est pas tout à fait constante quand l_a varie, à cause de la variation de μ avec H : cette variation est très faible. Dans ses expériences l'auteur avait dans le champ extérieur une intensité de 1 000 unités au maximum. A cette valeur correspond, d'après Gumlich et Schmidt, une intensité de champ de 14 unités à l'intérieur pour une perméabilité de 70. Le champ étant réduit de 386 % environ, l'intensité de champ à l'intérieur tombait à 3,8 unités pour une perméabilité de 66 ; la variation de perméabilité de 70 à 66 n'a pas une grande influence sur la valeur absolue de $l_a + l_i/\mu$ à cause de la valeur élevée de l_a .

Si l'on admet l'existence d'un véritable magnétisme, on a, au lieu des formules précédentes, les équations suivantes pour un circuit magnétique comprenant un entrefer :

$$B = \mu H_i + J = H_a \quad (5)$$

$$H_i l_i + H_a l_a = 0 \quad (6)$$

d'où l'on tire la valeur de H_a :

$$H_a = \frac{l_i(J/\mu)}{(l_i/\mu) + l_a} \quad (7)$$

Le terme $l_i J/\mu$ correspond à la grandeur M de l'équation (4). Les expériences de l'auteur ont montré la constance de J/μ et non de J . On devrait donc plutôt écrire

$$B = \mu (H_i + J).$$

Pour ces expériences, l'auteur a employé des pièces d'acier en forme de demi-cercle durcies dans un feu de charbon de bois et ayant une section circulaire et des surfaces frontales planes. En modifiant la valeur de l'entrefer qui séparait deux demi-anneaux, on modifiait à volonté la réluctance du circuit magnétique. On mesurait balistiquement le flux existant dans l'entrefer au moyen d'une bobine d'épreuve placée dans cet entrefer et rapidement éloignée.

Les résultats de ces expériences ont été les suivants :

1° Quand, par une variation de la réluctance du circuit magnétique permanent, on produit des variations de champ jusqu'à 170 %, la force magnétomotrice peut être considérée comme constante (les écarts sont inférieurs à 1 %);

2° La constance de la force magnétomotrice existe vraisemblablement pour des variations de réluctance encore plus fortes;

3° Après des variations de champ produites par des variations de réluctance, une faible hystérésis se manifeste;

4° Pour des aimants permanents, le flux n'est pas constant.

B. L.

Sur la largeur des raies spectrales d'après le principe de Doppler (fin) (1). — O. Schönrock. — Drudes Annalen, octobre 1906.

Comparaison en supposant que les molécules sont les supports des centres d'émission. — Pour la comparaison entre les demi-largeurs δ observées et calculées, il faut d'abord mettre à part les sept éléments suivants sur lesquels ont porté les études de Michelson : hydrogène, oxygène, sodium, zinc, cadmium, mercure et thallium. Ceux-ci furent amenés à la luminescence par des décharges électriques dans des tubes à vide que chauffaient suffisamment des brûleurs Bunsen quand c'était nécessaire. Les tubes étaient remplis de ces éléments à l'état de pureté ; pour le thallium, on employait du chlorure. La pression était très faible dans tous les cas : pour l'hydrogène elle était de 1 millimètre, et pour le mercure, de 2 millimètres. Tandis que l'hydrogène, l'oxygène et la vapeur de sodium sont bi-atomiques, les vapeurs de zinc, de cadmium et de mercure se sont montrées mono-atomiques. De même la vapeur de thallium doit être considérée comme mono-atomique. Le tableau I indique les valeurs des demi-largeurs observées et calculées. Pour le sodium, les deux raies D jaunes 5896 et 5890 ont été laissées de côté, car elles n'ont donné à Michelson aucun résultat constant. On a étudié particulièrement la raie H 6563, surtout en ce qui concerne la relation entre la demi-largeur et la pression : on a indiqué sur le tableau la valeur X_1 correspondant à une pression nulle. Comme, en outre, d'après l'équation (23), la grandeur δ/λ_0 ne dépend que de T et de m , mais non de λ_0 , on a indiqué sur le tableau les valeurs de δ/λ_0 .

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 27 octobre 1906, page 141.

...

TABLEAU I

Élément.	<i>m</i>	<i>t</i>	λ_0 en cm.	λ_1 en cm.	δ en cm. obs. d'après l'équation (14).	δ obs. d'après λ_0 l'équation (14).	δ en cm. calc. d'après l'équation (23).	δ calc. d'après λ_0 l'équation (23).
H ₂	2,016	50	0,0,6563 0,0,4861	2,02 0,85	0,0,47 0,0,61	0,0,072 (0,0,126)	0,0,30 0,0,32	0,0,45
O ₂	32	600	0,0,6158	3,4	0,0,25	0,0,40	0,0,12	0,0,19
Na ₂	46,10	250	0,0,6154 0,0,5688 0,0,5149 0,0,4984	6,6 6,2 4,4 5,5	0,0,13 0,0,12 0,0,13 0,0,10	0,0,206 0,0,202 0,0,258 0,0,200	0,0,1074 0,0,1069 0,0,1062 0,0,1060	0,0,12
Zn	65,4	900	0,0,6362 0,0,4811	6,6 4,7	0,0,14 0,0,11	0,0,213 0,0,226	0,0,1096 0,0,1073	0,0,15
Cd	112,4	280	0,0,6438 0,0,5086 0,0,4800	13,8 12,0 6,4	0,0,1066 0,0,1048 0,0,1079	0,0,103 0,0,094 (0,0,165)	0,0,1051 0,0,1040 0,0,1038	0,0,79
Hg ₁	200,0	140	0,0,5791 0,0,5770 0,0,5461 0,0,4358	20,0 26,0 12,6 18,3 23,0 7,4 12,0	0,0,1370 0,0,1285 0,0,1583 0,0,1601 0,0,1029 0,0,1566 0,0,16349	0,0,064 0,0,049 0,0,101 0,0,070 0,0,052 (0,0,130) (0,0,080)	0,0,1030 0,0,1030 0,0,1028 0,0,1022	0,0,51
Tl	204,1	250	0,0,5351	18,8 24,6	0,0,1336 0,0,16257	0,0,0628 0,0,0480		0,0,57

Comme l'indique le tableau, il n'existe, pour les corps bi-atomiques, aucune concordance entre les grandeurs observées et les grandeurs calculées. Par contre, la concordance est très bonne dans les substances mono-atomiques pour Hg 5 791 et 5 461 et pour Tl; pour les autres raies, elle est suffisamment satisfaisante, si l'on songe aux difficultés de mesure. Les plus forts écarts ont été trouvés pour Cd 4 800 et Hg 4 358. Ces deux raies dans le bleu étaient relativement faibles et peu faciles à étudier, tandis que les raies qui présentent une bonne concordance

étaient des raies particulièrement claires et faciles à obtenir nettement.

De même, la bien meilleure concordance trouvée pour les raies Cd par rapport aux raies Zn, doit provenir de ce que ces dernières ne pouvaient être étudiées qu'avec beaucoup moins d'exactitude, puisque la lampe de zinc devait être chauffée jusqu'à proximité du point de fusion du verre et que, par suite on ne pouvait faire que peu d'observations. D'ailleurs on peut remarquer que, d'après les expériences de l'auteur avec du zinc pur ou du cadmium pur contenu dans des lampes en quartz, les demi-largeurs des raies obtenues de cette façon ne sont réellement pas supérieures aux valeurs théoriques. En outre, il y a lieu de tenir compte que les températures *t* n'ont été mesurées que grossièrement, et sont généralement trop basses. Si l'on tient compte de tout cela, les expériences de Michelson rendent déjà très vraisemblable l'hypothèse qu'aux faibles pressions la largeur des raies de vapeurs mono-atomiques ne dépend que du mouvement des molécules ou, ce qui revient au même dans ce cas, du mouvement des atomes.

Comparaison en supposant que les atomes sont les supports des centres d'émission. — Il reste à trouver pourquoi, dans les substances bi-atomiques les demi-largeurs observées sont plus grandes que les valeurs calculées. Il n'y a pas de raison pour admettre que les chocs mutuels et les rotations des molécules exercent une influence. D'après les conceptions modernes sur le passage de l'électricité dans les gaz, on considère comme centres d'émission les électrons négatifs dans l'ion positif, et il est indifférent, au point vue de la rotation, que l'ion soit mono-atomique ou poly-atomique.

Le plus simple semble être d'admettre que les supports lumineux de la charge positive ne sont pas les molécules, mais les atomes, c'est-à-dire d'admettre que la vapeur est dissociée en partie électriquement. Le mouvement translatif de ces atomes serait sensiblement plus grand que celui des molécules. La vitesse dans un mélange de gaz dépendant simplement de la pression partielle correspondante, et ne dépendant que de la température, on obtient la vitesse de l'atome en introduisant dans l'équation (21) le poids atomique *m*₁ au lieu du poids moléculaire *m*. La demi-largeur théorique est alors,

d'après l'équation (23) :

$$\varepsilon = 0,0635813 \lambda_0 \sqrt{T/m_1}. \quad (31)$$

Le tableau II indique les valeurs ainsi calculées :

TABLEAU II

Élément.	m_1	t	λ_0 en cm.	δ en cm. obs. d'après l'équation (14)	δ obs. d'après λ_0 l'équation (14)	δ en cm. calc. d'après l'équation (31)	δ calc. d'après λ_0 l'équation (31)
H ₁	1,008	50	0,0,6563 0,0,4861	0,0,947 0,0,961	0,0,1072 0,0,1126	0,0,942 0,0,931	
				Moyenne 0,0,959			0,0,964
O ₁	16	600	0,0,6158	0,0,925	0,0,940	0,0,916	0,0,926
Na ₁	23,05	250	0,0,6154 0,0,5688 0,0,5149 0,0,4984	0,0,913 0,0,912 0,0,913 0,0,910	0,0,9206 0,0,9202 0,0,9258 0,0,9200	0,0,910 0,0,1097 0,0,1088 0,0,1085	
				Moyenne 0,0,922			0,0,917

On voit, d'après les chiffres de ce tableau, que la concordance est maintenant presque aussi bonne pour les gaz bi-atomiques HO et pour Na que précédemment pour les vapeurs métalliques mono-atomiques. La concordance est particulièrement bonne pour la raie très nette H 6563 ainsi que pour les raies Na 5688 et 4984 dans le vert. La raie rouge O présente un écart plus grand, mais les observations étaient difficiles, car, pour obtenir une intensité suffisante de cette raie, on était obligé de faire passer dans le tube un courant exagéré, qui amenait des ruptures fréquentes ; la température doit être beaucoup plus élevée qu'on ne l'a supposé.

Si l'on considère les atomes comme supports des centres d'émission, il suffit d'envisager leur mouvement translatore pour expliquer la largeur des raies. Pour H 6563, on peut déterminer la température qui donnerait l'égalité complète des demi-largeurs calculée et observée. Si l'on introduit la valeur observée $\varepsilon = 0,0947$ dans l'équation 31, on trouve $T = 403$ et $t = 130$. Cette température est tout à fait admissible.

Comparaison pour les métaux difficilement

vaporisables. — Michelson a publié un tableau qui, outre les sept éléments précédemment étudiés, contient encore un certain nombre d'autres métaux difficilement vaporisables, parmi lesquels les suivants : lithium, magnésium, fer, nickel, cobalt, cuivre, palladium, argent, or, bismuth. On peut tirer de ce tableau les valeurs observées de ε/λ_0 .

D'après leurs propriétés dans les solutions métalliques, on peut considérer comme mono-atomiques les métaux précédents, à l'exception du lithium. Le tableau III indique les valeurs observées et calculées pour ε/λ_0 . Dans le calcul, on a admis la température $t = 1500$. Les vapeurs lumineuses étaient produites par des étincelles éclatant dans le vide entre les métaux étudiés.

TABLEAU III

Élément.	m_1	$\frac{\varepsilon}{\lambda_0}$ observé.	$\frac{\varepsilon}{\lambda_0}$ calculé d'après l'équation (31).
Li	7,03	0,0,560	0,0,557
Mg	24,36	0,0,532	0,0,531
Fe	55,9	0,0,525	0,0,520
Ni	58,7	0,0,525	0,0,520
Co	59,0	0,0,528	0,0,520
Cu	63,6	0,0,522	0,0,519
Pd	106,5	0,0,512	0,0,515
Ag	107,93	0,0,512	0,0,515
Au	197,2	0,0,511	0,0,511
Bi	208,5	0,0,675	0,0,510

La concordance des chiffres de ce tableau peut être considérée comme satisfaisante si l'on songe aux difficultés des observations.

Calcul des températures d'après les demi-largeurs observées. — L'équation théorique (31) permet de calculer les températures d'après les demi-largeurs observées, on l'écrit dans ce but sous la forme suivante :

$$T = m_1 \left(\frac{\varepsilon/\lambda_0}{0,0635813} \right)^2. \quad (32)$$

Le tableau IV donne pour les 17 éléments étudiés, les valeurs moyennes observées pour ε/λ_0 et les températures t qui s'en déduisent en degrés centigrades.

TABLEAU IV

Élément.	m_1	$\frac{\delta}{\lambda_0}$ observé.	t en C° calc. d'après l'équation (32).	Point d'ébulli- tion à la pression atmo- sphérique en C°.
H	1,008	0,0572	130	(— 253)
Li	7,03	0,0560	1 700	»
O	16	0,0540	1 700	(— 183)
Na	23,05	0,0522	600	742
Mg	24,36	0,0532	1 700	1 100
Fe	55,9	0,0525	2 500	»
Ni	58,7	0,0525	2 600	»
Co	59,0	0,0528	3 300	»
Cu	63,6	0,0522	2 100	2 100
Zn	65,4	0,0522	2 200	918
Pd	106,5	0,0512	920	»
Ag	107,93	0,0512	940	»
Cd	112,4	0,0498	570	778
Au	197,2	0,0511	1 600	»
Hg	200,0	0,0467	430	357
Tl	204,1	0,0455	210	600
Bi	208,5	0,0475	640	1 435

On voit, d'après les chiffres de ce tableau, qu'on arrive ainsi à des températures inadmissibles. La température calculée ne doit être que la température de l'atome rayonnant, et non celle de la masse gazeuse environnante. Par comparaison, on a indiqué sur le tableau les points d'ébullition à la pression de 760 millimètres de mercure.

B. L.

Sur la réflexion des rayons cathodiques. — S. R. Willians. — *The Electrician*, 5 octobre 1906.

Quand des rayons cathodiques tombent sur une surface métallique, ils sont ou bien réfléchis, ou bien transmis, ou bien absorbés. Mais il est nécessaire d'examiner si les rayons réfléchis ou transmis en apparence sont identiques aux électrons incidents, ou bien si ce sont des électrons émis par le métal sur lequel tombent les rayons incidents. Un autre problème important est de déterminer à quelle valeur on doit abaisser l'épaisseur de la pellicule réfléchissante pour que la réflexion soit remplacée par la transmission. Des expériences ont montré que l'épaisseur critique croît avec le potentiel, mais que les coefficients de réflexion restent constants pour des potentiels supérieurs à 4 000 volts, si les réflec-

teurs ont 1 millimètre ou plus d'épaisseur. L'auteur a étudié l'épaisseur critique dans le cas de l'aluminium et du cuivre, en employant une méthode photométrique dans laquelle la raie fluorescente produite par le rayon cathodique est prise comme mesure de la quantité de rayons réfléchis.

En portant l'épaisseur de la pellicule d'aluminium employée en fonction du potentiel pour lequel la réflexion commence à diminuer, on trouve que la courbe augmente très rapidement jusqu'en un point compris entre 1,90 μ et 2,44 μ puis devient à peu près parallèle à l'axe des abscisses. Pour les réflecteurs de 1 millimètre d'épaisseur, il faut atteindre un potentiel infini avant qu'aucun des rayons réfléchis soit perdu par transmission. En d'autres mots, quel que soit le potentiel, les rayons réfléchis ne proviennent jamais d'une profondeur supérieure à 1 millimètre.

La réflexion des rayons cathodiques ne se produit pas à la surface des métaux, mais les rayons pénètrent d'abord à différentes profondeurs, dont la valeur dépend du potentiel, puis ils sont réfléchis.

Pour une pellicule de 0,56 μ d'épaisseur et un potentiel de 11 000 volts, les coefficients de réflexion d'un réflecteur mince et d'un réflecteur épais ont la même valeur. Donc le potentiel critique est atteint à 11 000 volts. En augmentant le potentiel, on trouve une différence et la diminution de la quantité de rayons réfléchis par la pellicule mince provient de pertes dues à la transmission. Cela montre que la réflexion n'a pas lieu à la surface des réflecteurs, mais qu'il y a d'abord une pénétration, puis ensuite une réflexion de rayons. Quoique à 11 000 volts une pellicule mince réfléchisse autant qu'une pellicule épaisse, on ne peut pas dire qu'aucun des rayons cathodiques ne traverse la pellicule mince. Au même potentiel de 4 000 volts et avec une pellicule de 1,8 μ d'épaisseur, Leithauser a trouvé qu'il y avait quelques rayons traversés.

Le potentiel critique dépend de l'épaisseur et de la nature de la pellicule: pour l'aluminium, ce potentiel critique est de 11 000, 16 500 et 21 800 volts pour les épaisseurs de 0,56 μ , 1,90 μ et 2,44 μ . Pour une pellicule de cuivre d'une épaisseur de 0,66 μ , le potentiel critique a une valeur supérieure à 27 750 volts.

R. R.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur la marche en parallèle des alternateurs. — L. Fleischmann. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 20 septembre 1906.

En pratique, on rencontre souvent le cas où il faut accoupler en parallèle deux groupes électrogènes différant au point de vue des conditions électriques et au point de vue des grandeurs mécaniques. L'auteur s'est proposé d'établir des formules permettant de prédéterminer, même dans ce cas, l'établissement de la résonance en fonction de la grandeur des mouvements pendulaires produits.

L'établissement des équations est facilité par la considération d'une analogie mécanique. Soient deux pendules de longueurs différentes et de moments d'inertie différents accouplés par un ressort travaillant aussi bien à l'extension qu'à la compression. Soient l_1 et l_2 les distances des points d'attache du ressort aux points de suspension des pendules. Soient $\Sigma m_1 r_1^2$ et $\Sigma m_2 r_2^2$ les moments d'inertie, φ_1 et φ_2 les angles d'écart de pendules par rapport aux verticales passant par leurs points de suspension et L la distance comprise entre ces deux verticales, c'est-à-dire la longueur normale du ressort. Soit $A_1 \sin 2\pi nt$ un couple périodique agissant sur le premier pendule et $A_2 \sin 2\pi mt$ un couple périodique agissant sur le second pendule.

Pour les angles φ_1 et φ_2 faits par les pendules avec leurs verticales, le ressort exerce sur le pendule I un couple

$$Dm_1 = (E/L)(l_1\varphi_1 - l_2\varphi_2)l_1,$$

en appelant E la force exercée par le ressort. Le couple exercé sur le pendule II est donné par l'expression :

$$Dm_2 = (E/L)(l_2\varphi_2 - l_1\varphi_1)l_2.$$

Si l'on pose $(E/L)l_1^2 = \alpha_1$ et $(E/L)l_2^2 = \alpha_2$, les deux expressions prennent la forme

$$Dm_1 = \alpha_1\varphi_1 - \sqrt{\alpha_1\alpha_2}\varphi_2$$

$$Dm_2 = \alpha_2\varphi_2 - \sqrt{\alpha_1\alpha_2}\varphi_1.$$

Les équations du mouvement pour les deux pendules sont alors les suivantes :

$$\begin{aligned} \varphi_1 = & \frac{A_1 [\alpha_2 - (2\pi n)^2 \Sigma m_2 r_2^2] \sin 2\pi nt}{\Sigma m_1 r_1^2 \Sigma m_2 r_2^2 (2\pi n)^4 - (2\pi n)^2 \{ \Sigma m_2 r_2^2 \alpha_1 + \Sigma m_1 r_1^2 \alpha_2 \}} \\ & + \frac{A_2 \sqrt{\alpha_1 \alpha_2} \sin 2\pi mt}{\Sigma m_1 r_1^2 \Sigma m_2 r_2^2 (2\pi m)^4 - (2\pi m)^2 \{ \Sigma m_2 r_2^2 \alpha_1 + \Sigma m_1 r_1^2 \alpha_2 \}}. \end{aligned}$$

$$\Sigma m_1 r_1^2 \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} + \alpha_1 \varphi_1 - \sqrt{\alpha_1 \alpha_2} \varphi_2 = A_1 \sin 2\pi nt \quad (1)$$

$$\Sigma m_2 r_2^2 \frac{d^2 \varphi_2}{dt^2} + \alpha_2 \varphi_2 - \sqrt{\alpha_1 \alpha_2} \varphi_1 = A_2 \sin 2\pi mt. \quad (2)$$

En tirant φ_2 de l'équation (1), on obtient :

$$\varphi_2 = \frac{\Sigma m_1 r_1^2 \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2}}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}} + \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \varphi_1 - \frac{A_1 \sin 2\pi nt}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}}$$

$$\frac{d^2 \varphi_2}{dt^2} = \frac{\Sigma m_1 r_1^2 \frac{d^4 \varphi_1}{dt^4}}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}} + \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} + \frac{A_1 (2\pi n)^2 \sin 2\pi nt}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}}.$$

En éliminant φ_2 dans l'équation (2), il vient :

$$\begin{aligned} \Sigma m_2 r_2^2 \left\{ \frac{\Sigma m_1 r_1^2 \frac{d^4 \varphi_1}{dt^4}}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}} + \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} + \frac{A_1 (2\pi n)^2 \sin 2\pi nt}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}} \right\} \\ + \alpha_2 \left\{ \frac{\Sigma m_2 r_2^2 \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2}}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}} - \frac{A_1 \sin 2\pi nt}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}} \right\} = A_2 \sin 2\pi mt. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\Sigma m_2 r_2^2 \Sigma m_1 r_1^2 \frac{d^4 \varphi_1}{dt^4}}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}} \\ + \left\{ \Sigma m_2 r_2^2 \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} + \Sigma m_1 r_1^2 \sqrt{\frac{\alpha_2}{\alpha_1}} \right\} \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} \\ = \frac{\alpha_2 A_1 - A_1 (2\pi n)^2 \Sigma m_2 r_2^2}{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}} \sin 2\pi nt + A_2 \sin 2\pi mt. \quad (3) \end{aligned}$$

La solution particulière de cette équation différentielle qui seule est intéressante dans le cas présent est :

$$\varphi_1 = C_1 \sin 2\pi nt + C_2 \sin 2\pi mt.$$

On a alors les deux équations :

$$\frac{d^4 \varphi_1}{dt^4} = C_1 (2\pi n)^4 \sin 2\pi nt + C_2 (2\pi m)^4 \sin 2\pi mt,$$

$$\frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} = -C_1 (2\pi n)^2 \sin 2\pi nt - C_2 (2\pi m)^2 \sin 2\pi mt.$$

En introduisant ces valeurs dans l'équation (3), après avoir multiplié de part et d'autre par $\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}$, on obtient pour déterminer C_1 et C_2 les deux équations :

$$C_1 [\Sigma m_1 r_1^2 \Sigma m_2 r_2^2 (2\pi n)^4 - (2\pi n)^2 \{ \Sigma m_2 r_2^2 \alpha_1 + \Sigma m_1 r_1^2 \alpha_2 \}] = A_1 [1 - (2\pi n)^2 \Sigma m_2 r_2^2],$$

$$C_2 [\Sigma m_1 r_1^2 \Sigma m_2 r_2^2 (2\pi m)^4 - (2\pi m)^2 \{ \Sigma m_2 r_2^2 \alpha_1 + \Sigma m_1 r_1^2 \alpha_2 \}] = A_2 \sqrt{\alpha_1 \alpha_2};$$

d'où l'on tire l'expression :

Par raison de symétrie, on a aussi :

$$\varphi_2 = \frac{A_2 [x_1 - (2\pi m)^2 \Sigma m_1 r_1^2] \sin 2\pi m t}{\Sigma m_1 r_1^2 \Sigma m_2 r_2^2 (2\pi m)^2 - (2\pi m)^2 [\Sigma m_2 r_2^2 x_1 + \Sigma m_1 r_1^2 x_2]} + \frac{A_1 \sqrt{x_1 x_2} \sin 2\pi n t}{\Sigma m_1 r_1^2 \Sigma m_2 r_2^2 (2\pi n)^2 - (2\pi n)^2 [\Sigma m_2 r_2^2 x_1 + \Sigma m_1 r_1^2 x_2]}.$$

L'extension du ressort est proportionnelle à la différence des deux angles et il est facile de voir qu'il y a deux possibilités pour qu'elle devienne infinie ; quand on a

$$2\pi m \text{ ou } 2\pi n = \sqrt{\frac{\Sigma m_2 r_2^2 x_1 + \Sigma m_1 r_1^2 x_2}{\Sigma m_1 r_1^2 \Sigma m_2 r_2^2}},$$

c'est-à-dire que la résonance peut se produire avec l'une ou l'autre impulsion.

On peut introduire ces formules dans les conditions électriques et mécaniques de l'accouplement d'alternateurs en parallèle. Au lieu de $\Sigma m_1 r_1^2$ et $\Sigma m_2 r_2^2$, on a $GD_1^2/4g$ et $GD_2^2/4g$, moments d'inertie de deux machines en kilogrammètres carrés, divisés par $4g$, g étant égal à 9,81 mètres par seconde. Il faut trouver les expressions équivalentes pour x_1 et x_2 . Soit $(\varphi_1' - \varphi_2')$ les angles

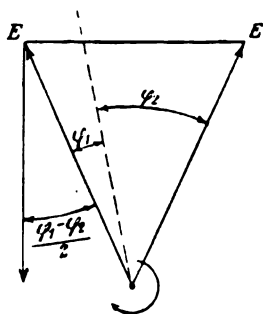


Fig. 1.

électriques que forment entre eux les deux vecteurs de tension des alternateurs. Le courant d'égalisation est donné par l'expression :

$$\frac{2E}{x_1 + x_2} \sin \frac{(\varphi_1' - \varphi_2')}{2}$$

en appelant x_1 et x_2 les réactances des deux machines.

La puissance wattée du courant d'égalisation pour chaque machine est la suivante :

$$\frac{2E^2}{x_1 + x_2} \sin \left(\frac{\varphi_1' - \varphi_2'}{2} \right) \cos \left(\frac{\varphi_1' - \varphi_2'}{2} \right) = \frac{E^2}{x_1 + x_2} \sin (\varphi_1' - \varphi_2').$$

Pour les petits angles on peut écrire :

$$\text{watts} = \frac{E^2}{x_1 + x_2} (\varphi_1' - \varphi_2').$$

Il faut déterminer le couple en kilogrammètres correspondant à cette puissance. Si une machine a une vitesse de rotation de u_1 tours par minute et l'autre une vitesse de rotation de u_2 tours par minute, on a la relation

$$\frac{2\pi u_1 (kgm)_1}{60 \cdot 75} = \frac{E^2 (\varphi_1' - \varphi_2')}{x_1 + x_2 \cdot 736},$$

$$(kgm)_1 = \frac{E^2 (\varphi_1' - \varphi_2') \cdot 60 \cdot 75}{x_1 + x_2 \cdot 736 \cdot 2\pi u_1},$$

et de même la relation :

$$(kgm)_2 = \frac{E^2 (\varphi_2' - \varphi_1') \cdot 60 \cdot 75}{x_1 + x_2 \cdot 736 \cdot 2\pi u_2}.$$

Soient p_1 et p_2 les nombres de paires de pôles des deux alternateurs et f la fréquence : on a encore la relation

$$p_1 u_1 / 60 = p_2 u_2 / 60 = f$$

d'où l'on tire les deux égalités :

$$\frac{u_1}{60} = \frac{f}{p_1}; \quad \frac{u_2}{60} = \frac{f}{p_2}.$$

Entre les angles électriques et les angles dans l'espace (fig. 1), on a les relations :

$$p_1 \varphi_1 = \varphi_1'; \quad p_2 \varphi_2 = \varphi_2'.$$

En introduisant toutes les valeurs trouvées dans les équations 1 et 2, on obtient les deux équations suivantes :

$$\frac{GD_1^2}{4g} \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} + \frac{E^2}{x_1 + x_2} 0,973 \frac{\varphi_1 p_1 - \varphi_2 p_2}{u_2} 0,973 = A_1 \sin 2\pi n t,$$

$$\frac{GD_2^2}{4g} \frac{d^2 \varphi_2}{dt^2} + \frac{E^2}{x_1 + x_2} 0,973 \frac{\varphi_2 p_2 - \varphi_1 p_1}{u_2} 0,973 = A_2 \sin 2\pi m t.$$

ou, après quelques transformations, les équations :

$$\frac{GD_1^2}{4g} \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} + \frac{E^2}{x_1 + x_2} f 58,5 \left[\frac{\varphi_1}{u_1^2} - \frac{\varphi_2}{u_1 u_2} \right] = A_1 \sin 2\pi n t,$$

$$\frac{GD_2^2}{4g} \frac{d^2 \varphi_2}{dt^2} + \frac{E^2}{x_1 + x_2} f 58,5 \left[\frac{\varphi_2}{u_2^2} - \frac{\varphi_1}{u_1 u_2} \right] = A_2 \sin 2\pi m t.$$

On peut donc poser :

$$x_1 = \frac{E^2/58.5}{(x_1 + x_2) u_1^2},$$

$$x_2 = \frac{E^2/58.5}{(x_1 + x_2) u_2^2}.$$

Ceci fait, il est facile d'établir les valeurs de φ_1 et de φ_2 . On a les deux expressions

$$\begin{aligned} \varphi_1 = & \frac{A_1 \left[\frac{E^2/58.5}{(x_1 + x_2) u_2^2} - (2\pi n)^2 \frac{GD_2^2}{4g} \right] \sin 2\pi n t}{\frac{GD_1^2 \cdot GD_2^2}{(4g)^2} (2\pi n)^4 - (2\pi n)^2 \left\{ \frac{GD_2^2}{4g} \cdot \frac{E^2/58.5}{(x_1 + x_2) u_1^2} + \frac{GD_1^2}{4g} \cdot \frac{(x_1 + x_2) u_2^2}{E^2/58.5} \right\}} \\ & + \frac{A_2 \frac{E^2/58.5}{(x_1 + x_2) u_1 u_2} \sin 2\pi m t}{\frac{GD_1^2 \cdot GD_2^2}{(4g)^2} (2\pi m)^4 - (2\pi m)^2 \frac{E^2/58.5}{4g (x_1 + x_2)} \left\{ \frac{GD_2^2}{u_1^2} + \frac{GD_1^2}{u_2^2} \right\}}; \\ \varphi_2 = & \frac{A_2 \left[\frac{E^2/58.5}{(x_1 + x_2) u_1^2} - (2\pi m)^2 \frac{GD_1^2}{4g} \right] \sin 2\pi m t}{\frac{GD_1^2 \cdot GD_2^2}{(4g)^2} (2\pi m)^4 - (2\pi m)^2 \frac{E^2/58.5}{4g (x_1 + x_2)} \left\{ \frac{GD_2^2}{u_1^2} + \frac{GD_1^2}{u_2^2} \right\}} \\ & + \frac{A_1 \frac{E^2/58.5}{(x_1 + x_2) u_1 u_2} \sin 2\pi n t}{\frac{GD_1^2 \cdot GD_2^2}{(4g)^2} (2\pi n)^4 - (2\pi n)^2 \frac{E^2/58.5}{4g (x_1 + x_2)} \left\{ \frac{GD_2^2}{u_1^2} + \frac{GD_1^2}{u_2^2} \right\}}. \end{aligned}$$

Comme condition de résonance, on trouve

$$2\pi n \text{ ou } 2\pi m = \sqrt{\frac{E^2 \cdot f \cdot 58.5 \cdot g \cdot 4}{(x_1 + x_2) GD_1^2 \cdot GD_2^2} \left[\frac{GD_2^2}{u_1^2} + \frac{GD_1^2}{u_2^2} \right]}. \quad (4)$$

Dans le cas d'un réseau infiniment important, l'un des GD^2 devient infini et l'un des x devient nul. Soient :

$$GD_2^2 = \infty \quad \text{et} \quad x_2 = 0.$$

La formule qui précède prend alors la forme :

$$2\pi n \text{ ou } 2\pi m = \sqrt{\frac{E^2 \cdot f \cdot 58.5 \cdot g \cdot 4}{x_1 \cdot GD_1^2 \cdot u_1^2}}.$$

Le terme E^2/x_1 est la puissance en court-circuit de l'alternateur en watts. En kilowatts

KW_k, on a

$$n \text{ ou } m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{KW_k \cdot 1000 \cdot 58.5 \cdot g \cdot 4 \cdot f}{GD_1^2 \cdot u_1^2}}$$

$$n \text{ ou } m = \frac{241}{u_1} \sqrt{\frac{KW_k \cdot f}{GD_1^2}}.$$

L'expression du deuxième membre est la formule connue de la fréquence d'oscillation d'un alternateur.

Le cas intéressant n'est pas celui de la résonance, mais le calcul des amplitudes des mouvements pendulaires : il faut donc établir l'expression donnant la valeur de $\varphi_1 - \varphi_2$. En tenant compte des égalités $\varphi_1' = p_1 \varphi_1$ et $\varphi_2' = p_2 \varphi_2$, on obtient, après quelques calculs, l'expression :

$$\begin{aligned} \varphi_1' - \varphi_2' = & \frac{A_1 (2\pi)^2 \frac{GD_2^2}{4g} \left\{ \frac{KW_k \cdot 58.500 \cdot 4 \cdot g \cdot p_1 u_1 - p_2 u_2}{(2\pi)^2 GD_2^2 \cdot u_2^2} - p_1 n^2 \right\} \sin 2\pi n t}{\frac{GD_1^2 \cdot GD_2^2}{(4g)^2} (2\pi n)^4 - (2\pi n)^2 \frac{KW_k \cdot 58.500 f}{4g} \left\{ \frac{GD_2^2}{u_1^2} + \frac{GD_1^2}{u_2^2} \right\}} \\ & + \frac{A_2 (2\pi)^2 \frac{GD_1^2}{4g} \left\{ \frac{KW_k \cdot f \cdot 58.500 \cdot 4 \cdot g \cdot p_1 u_1 - p_2 u_2}{(2\pi)^2 GD_1^2 u_1^2} + p_2 m^2 \right\} \sin 2\pi m t}{\frac{GD_1^2 \cdot GD_2^2}{(4g)^2} (2\pi m)^4 - (2\pi m)^2 \frac{KW_k \cdot 58.500 f}{4g} \left\{ \frac{GD_2^2}{u_1^2} + \frac{GD_1^2}{u_2^2} \right\}}. \end{aligned}$$

Puisque l'on a : $p_1 u_1 = p_2 u_2$, l'équation donnant $\varphi'_1 - \varphi'_2$ se transforme en la suivante :

$$\varphi'_1 - \varphi'_2 = - \frac{p_1 n^2 A_1 (2\pi)^2 \frac{GD_2^2}{4g} \sin 2\pi n t}{\frac{GD_1^2 \cdot GD_2^2}{(4g)^2} (2\pi n)^4 - (2\pi n)^2 \frac{KW_k \cdot 58500 f}{4g} \left\{ \frac{GD_2^2}{u_1^2} + \frac{GD_1^2}{u_2^2} \right\}} + \frac{p_2 m^2 A_2 (2\pi)^2 \frac{GD_1^2}{4g} \sin 2\pi m t}{\frac{GD_1^2 \cdot GD_2^2}{(4g)^2} (2\pi m)^4 - (2\pi m)^2 \frac{KW_k \cdot 58500 f}{4g} \left\{ \frac{GD_2^2}{u_1^2} + \frac{GD_1^2}{u_2^2} \right\}}.$$

Si, par raison d'analogie, on appelle fréquence propre d'oscillation du système l'expression

$$\sqrt{\frac{KW_k \cdot 58500 \cdot f \cdot 4 \cdot g \cdot (GD_2^2 + GD_1^2)}{(2\pi)^2 GD_1^2 \cdot GD_2^2 \left(\frac{1}{u_1^2} + \frac{1}{u_2^2} \right)}}$$

et si on la désigne par N, on obtient :

$$\varphi'_1 - \varphi'_2 = - \frac{p_1 A_1 \sin 2\pi n t}{(2\pi)^2 (GD_2^2/4g) (n^2 - N^2)} + \frac{p_2 A_2 \sin 2\pi m t}{(2\pi)^2 (GD_1^2/4g) (m^2 - N^2)}$$

et l'on pourrait, d'après les définitions données par Gorges et Rosenberg, désigner comme modules partiels de résonance ou facteurs d'accroissement les facteurs

$$\frac{1}{1 - (N/n)^2} \quad \text{et} \quad \frac{1}{1 - (N/m)^2}.$$

On voit, d'après la forme de l'expression trouvée, que les mouvements pendulaires doivent présenter le phénomène du pompage, ce que vérifie l'expérience. Un cas particulier intéressant est encore celui où les deux machines sont complètement identiques. On a alors

$$u_1 = u_2; \quad p_1 = p_2; \quad GD_1^2 = GD_2^2; \\ u_1 = u_2; \quad A_1 = A_2; \quad m = n.$$

En introduisant ces valeurs dans la formule, on obtient $\varphi'_1 - \varphi'_2 = 0$. Le résultat indique que, au synchronisme des manivelles, des groupes identiques à courants alternatifs ne présentent pas de mouvement pendulaire. Si l'on suppose les manivelles décalées de 180° , on trouve

$$\varphi'_1 - \varphi'_2 = - \frac{2pA \cdot \sin 2\pi n t}{(2\pi)^2 \frac{GD^2}{4g} (n^2 - N^2)}$$

$$\text{et} \quad N^2 = \frac{E^2 58500 f 4g \cdot 2GD^2}{(2\pi)^2 GD^4 \cdot 2x \cdot u^2}$$

$$\text{ou} \quad N = \sqrt{\frac{E^2 58500 f 4g}{x (2\pi)^2 GD^2 u^2}},$$

ce qui est, de nouveau, l'expression connue de la fréquence d'oscillations propres d'un alternateur : les cas particuliers examinés déduits de la formule générale conduisent à des résultats qui concordent avec les résultats déjà connus ; l'exactitude de la formule est donc ainsi démontrée.

R. V.

Influence de la répartition du champ à la périphérie de l'induit sur les pertes dans le fer d'un moteur monophasé à collecteur. — M. Latour. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 6 septembre 1906.

A propos d'une réponse de Richter à sa publication précédente (1), l'auteur ajoute les remarques suivantes relatives à l'influence de la répartition du champ à la périphérie de l'induit sur les pertes dans le fer d'un moteur à collecteur.

Soit un moteur série monophasé alimenté par du courant continu. Pour un courant donné dans l'induit, la puissance du moteur, quelle que soit la répartition du champ à la périphérie de l'induit, est donnée par le flux total du moteur. Si l'on suppose un flux donné F, c'est-à-dire une puissance donnée, on peut voir comment varient les pertes dans le fer quand on passe en particulier d'une répartition sinusoïdale à une répartition relativement rectangulaire,

Pertes dans le noyau de l'induit. — Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à $F^{1.6}$ et conservent par suite la même valeur pour toute répartition (2). Soit B l'induction à la périphérie de l'induit dans une direction ox faisant l'angle $(\pi/2) - \theta$ avec l'axe des balais ab . On peut montrer que les pertes dues aux courants

(1) Voir *Eclairage Electrique*, tome XLVIII, 15 sept. 1906, p. 422.

(2) Ces pertes seraient néanmoins un peu plus faibles pour une répartition rectangulaire.

de Foucault dans le noyau de l'induit sont proportionnelles à

$$\int_0^{\pi/2} B^2 d\theta.$$

Ces pertes sont donc déterminées par la valeur efficace de l'induction à la périphérie de l'induit. Pour une répartition rectangulaire, elles sont au plus réduites à $8/\pi^2$ de leur valeur primitive.

Pertes dans les dents. — Dans un moteur à stator denté, les pertes dans les dents sont dues à deux causes distinctes :

1° Chaque dent de l'induit est tantôt en face d'une dent, tantôt en face d'une encoche et il en résulte une variation de l'induction ;

2° Chaque dent est soumise à une induction alternative, par suite de la rotation de l'induit dans le champ de l'induit.

Les pertes dues aux courants de Foucault sont proportionnelles à la même expression que les pertes par courants de Foucault dans l'induit. Pour une répartition sinusoïdale, elles peuvent donc au plus être réduites à $8/\pi^2$ de leur valeur primitive relative au cas d'une répartition sinusoïdale.

Les pertes par hystérésis, provenant de la deuxième cause, devraient être proportionnelles à la puissance 1,6 de l'induction maxima $B_{\text{m}}=0$. Pour une répartition rectangulaire, elles pourraient donc être sensiblement plus faibles que pour une répartition sinusoïdale, et être abaissées à $(2/\pi)^{1,6} = 1/2$ de leur valeur primitive. Mais comme, pour une répartition rectangulaire, l'induction doit varier beaucoup plus rapidement et que l'induction maxima doit persister beaucoup plus longtemps, les pertes par hystérésis doivent être plus grandes que les $(2/\pi)^{1,6}$ de leur valeur primitive.

Tout bien considéré, l'auteur estime que, quoique la répartition sinusoïdale ne corresponde pas au minimum des pertes totales dans le fer, une répartition relativement rectangulaire ne doit pas conduire à des pertes totales beaucoup plus faibles dans le fer, et que, par suite, sur courant continu, on ne doit pas attendre une augmentation importante de la puissance de l'emploi d'une répartition différant de la répartition sinusoïdale.

Le couple de démarrage, pour un courant efficace donné dans l'induit, est proportionnel à la valeur efficace F du flux total. Comment va-

rient les pertes dans le fer à l'arrêt du moteur lorsqu'on emploie une répartition rectangulaire ?

Soit B la valeur efficace de l'induction dans la direction ox définie ci-dessus.

Pertes dans les noyaux du stator et du rotor. — Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à :

$$\int_0^{\pi/2} \left[\int_0^{\pi/2} B d\theta \right]^{1,6} d\theta.$$

Les pertes par courants de Foucault sont proportionnelles à :

$$\int_0^{\pi/2} \left[\int_0^{\pi/2} B d\theta \right]^2 d\theta.$$

Avec une répartition rectangulaire au lieu d'une répartition sinusoïdale, les pertes des deux genres sont réduites : les pertes par courants de Foucault sont réduites aux deux tiers et les pertes par hystérésis à environ les quatre cinquièmes des valeurs primitives.

Pertes dans les dents. — Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à :

$$\int_0^{\pi/2} B^{1,6} d\theta$$

et les pertes par courants de Foucault à :

$$\int_0^{\pi/2} B^2 d\theta.$$

Les pertes par courants de Foucault sont réduites, pour une répartition rectangulaire, aux $8/\pi^2$ de leur valeur primitive pour une répartition sinusoïdale : les pertes par hystérésis sont réduites aux $15/16$ environ de leur valeur primitive.

Par cette diminution générale des pertes dans les noyaux et dans les dents, le moteur pourrait bien avoir un couple de démarrage de 15 % plus élevé, sans que les pertes dans le fer soient augmentées, grâce à l'emploi d'une répartition rectangulaire.

L'auteur considère finalement le moteur série alimenté, à sa vitesse de rotation normale, par du courant alternatif. Les pertes dans le fer correspondent à la résultante des pertes existant avec du courant continu et étudiées plus haut, et des pertes au démarrage sur courant alternatif. Les pertes par hystérésis ne peuvent pas être facilement calculées à part, et l'on ne peut pas savoir exactement jusqu'à quel point,

la répartition exerce une influence sur les pertes totales dans le fer, et dans quelle mesure la puissance du moteur peut être augmentée, par l'emploi d'une répartition non sinusoïdale, sans que les pertes dans le fer soient augmentées. Il est bien possible que, par l'emploi d'une répartition rectangulaire, on puisse augmenter un peu la puissance, mais, dans aucun cas, cette augmentation ne peut atteindre plus de quelques centièmes (peut-être 10 %).

Pour un moteur dans lequel le rapport de l'arc polaire au pas polaire n'est pas supérieur à 7/8, on peut se demander s'il y aurait une augmentation quelconque de la puissance.

R. V.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur les lignes de transmission d'énergie électrique. — L. Kolkin. — *Electrical Review*, Londres, 14 et 21 septembre 1906.

Pour le calcul d'une ligne de transmission, on doit tenir compte des points suivants :

1° *Solidité mécanique.* — Non seulement des poteaux et isolateurs, mais aussi des fils. Souvent un fil de section suffisante au point de vue électrique ne possède pas une solidité mécanique suffisante.

2° *Densité de courant.* — Il faut que la densité de courant ne dépasse pas une valeur déterminée, surtout quand on emploie des câbles. Une densité de 2,5 à 3 ampères par millimètre carré est, en général, un maximum pour des conducteurs aériens.

3° *Chute de tension et réglage.* — Ce point doit être étudié avec un soin particulier, particulièrement quand la ligne alimente des moteurs assez puissants ayant un service intermittent. On peut rappeler que, dans le cas d'un système triphasé, une chute de 10 % au-dessous de la tension normale produit une diminution de couple de 19 % environ : le consommateur obtient donc seulement environ 81 % du couple « installé ».

4° *Emploi de l'énergie* pour la force motrice ou pour l'éclairage : si l'énergie électrique est employée pour l'alimentation des moteurs, il est nécessaire de connaître la puissance de ceux-ci. Par exemple, un moteur de 25 chevaux diphasé ou triphasé peut être bobiné pour 1 000 volts ; un moteur de 40 chevaux peut être bobiné pour

2 000 volts et un moteur de 50 chevaux pour 3 000 volts. Les moteurs d'un voltage supérieur sont rarement employés. Si les conditions sont telles que l'on puisse employer des moteurs à haute tension, il faut examiner si l'énergie peut être transmise à une tension telle que des transformateurs abaisseurs de tension soient employés seulement pour les petits moteurs, ou s'il est plus avantageux d'employer une tension de transmission plus élevée, avec des transformateurs pour tous les moteurs.

5° *Limitations ou difficultés* dans les autorisations, qui peuvent limiter la tension et doivent, par suite, être prises en considération.

6° *Situation de l'usine.* — Il est, évidemment, plus difficile de réparer un moteur à haute tension qu'un moteur à basse tension : on ne doit donc pas employer de moteurs à haute tension quand l'exécution des réparations présente des difficultés. Les conditions climatiques, sécheresse ou humidité, doivent aussi être prises en considération.

7° *Possibilités d'interruption sur la ligne.* — Dans un grand nombre de cas, une interruption de service de quelques heures peut avoir de graves conséquences. Dans ce cas, il est nécessaire de former deux circuits indépendants ou plus. La puissance maxima doit pouvoir être transmise par un seul des deux circuits, en cas d'accidents sur l'autre.

8° *Prix de l'énergie ou du charbon.*

9° *Prix de la ligne de transmission.*

10° *Durée de fonctionnement et conditions de fonctionnement* de différents moteurs ou, mieux, la courbe de charge pendant 24 heures.

D'après les conditions 8, 9 et 10, on peut déterminer, au moyen de la règle de Kelvin, le diamètre le plus économique de conducteurs.

Il est évident qu'en ce qui concerne la tension à employer, on ne peut pas donner de règle générale. Dans des circonstances ordinaires, l'auteur indique que l'on peut recourir à la formule suivante :

$$\text{Tension} = (150 \text{ à } 200) \sqrt{Kw} \sqrt[3]{\text{distance en milles}}$$
 qui donne de bons résultats. Par exemple pour transmettre 1 600 kilowatts à une distance de 36 milles, on trouve

$$V = (150 \text{ à } 200) \sqrt[3]{1\,600} \sqrt[3]{36}$$

$$= 20\,000 \text{ à } 25\,000 \text{ volts.}$$

Effet de la pression du vent.

Dans ce qui suit, l'auteur étudie quel est le diamètre du fil dont on doit attendre de bons résultats au point de vue de la solidité mécanique, et établit en même temps une comparaison entre l'emploi du cuivre et l'emploi de l'aluminium. La tension du fil dépend :

- 1° Du poids du fil ;
- 2° De la pression du vent ;
- 3° Du poids de neige et de glace sur le fil.

La tension par unité de section due au poids du fil est évidemment indépendante du diamètre du fil. Pour la tension due à la pression du vent ce n'est évidemment pas le cas. Il y a lieu, généralement, de tenir compte de la neige et du givre, mais non simultanément avec la pression maxima du vent.

Pour déterminer la pression du vent, l'auteur emploie la formule ordinaire pour des surfaces cylindriques :

Pression = $2/3 \cdot 125 \cdot d \cdot l$ en kgr. par m^2 , en appelant d le diamètre et l la longueur du fil cylindrique en mètres. Soient :

- s la section du fil en millimètres carrés,
- p le poids du fil en kilogrammes par mètre,
- p_1 la pression du vent sur le fil en kilogrammes par mètre,
- p_2 la résultante de p et $p_1 = \sqrt{p^2 + p_1^2}$ en kilogramme par mètre.

On a pour ces différentes grandeurs, les valeurs suivantes pour le cuivre et pour l'aluminium (tableaux I et II).

TABLEAU I
Cuivre.

s	p	p_1	p_2	$c = \frac{p_2}{p}$	d en mm.
10	0,087	0,307	0,31	3,6	3,7
20	174	423	48	2,7	5,1
40	348	597	696	2,0	7,2
80	696	83	1,08	1,54	10,0

On peut tracer, avec ces chiffres, les courbes donnant c en fonctions de s pour le cuivre et pour l'aluminium. Pour le cuivre, on voit par exemple que, pour un fil de 10 millimètres carrés de section, la tension résultante est égale à 3,6 fois la tension due au poids du fil. La valeur de c décroît rapidement quand la section

augmente pour des fils de section inférieure à 30-40 millimètres carrés, tandis que, à partir de ce point, la diminution est beaucoup moins rapide. On doit donc s'attendre à de meilleurs résultats au point de vue mécanique avec des gros fils qu'avec des fils fins, et on voit qu'il ne faut pas employer des fils de section inférieure à 30-40 millimètres carrés sauf pour de courtes lignes de distribution.

TABLEAU II
Aluminium.

s	p	p_1	p_2	$c = \frac{p_2}{p}$	d en mm.
20	0,054	0,423	0,43	8	5,1
40	108	597	608	5,6	7,2
80	216	83	94	4,3	10,0
160	432	1,16	1,23	2,9	14,3

Dans le cas de l'aluminium, on trouve que la limite est d'environ 60 à 70 millimètres carrés.

Influence de la température. — L'auteur étudie l'influence des variations de température sur la tension des fils. Soient :

- t la température en degrés centigrades,
- α le coefficient de dilatation,
- σ la tension par unité de section,
- s la section du fil,
- w la portée,
- h la flèche maxima d'une portée,
- p le poids de fil par unité de longueur,
- Σ le module d'élasticité,
- l_0 la longueur du fil à $t=0$ et $\sigma=0$,
- l la longueur à une température et à une tension σ ,
- λ le module d'allongement.

On trouve les formules suivantes :

$$l = (l_0 + l_0 \lambda) (1 + \alpha t)$$

ou, en tenant compte que $\sigma/\lambda = \Sigma$:

$$l = l_0 \left(1 + \frac{\sigma}{\Sigma} \right) (1 + \alpha t) = l_0 \left(1 + \alpha t + \frac{\sigma}{\Sigma} + \frac{\alpha t \sigma}{\Sigma} \right).$$

Le terme $(\alpha t \sigma / \Sigma) t$ est si petit que l'on peut toujours le négliger en pratique : on a donc la formule :

$$l = l_0 \left(1 + \alpha t + \frac{\sigma}{\Sigma} \right). \quad (1)$$

La flèche étant petite en comparaison de l , on

peut employer la formule connue :

$$l = w + \frac{8}{3} \frac{h^2}{w}. \quad (2)$$

On sait, en outre, que la flèche a pour valeur :

$$h = pw^2/8\sigma s. \quad (3)$$

Des équations (2) et (3) on tire la formule :

$$l = w + \frac{p^2 w^3}{24\sigma^2 s^2}$$

$$l = l_0 \left(1 + \alpha t + \frac{\sigma}{\Sigma} \right) = w + \frac{p^2 w^3}{24\sigma^2 s^2}$$

$$t = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{w - l_0}{l_0} - \frac{\sigma}{\Sigma} + \frac{p^2 w^3}{24\sigma^2 s^2} \right). \quad (4)$$

En pratique w/l_0 a pour valeur l'unité. Donc :

$$\frac{w - l_0}{l_0} = \alpha t + \frac{\sigma}{\Sigma} - \frac{p^2 w^2}{24\sigma^2 s^2}. \quad (5)$$

On peut calculer la valeur de $(w_0 - l_0)/l_0$ qui, avec la formule (4), permet de trouver la relation entre t et σ . Il est clair que t_{min} et σ_{max} déterminent la valeur de $(w - l_0)/l_0$. En supposant une température minima de -30° et en prenant un coefficient de sécurité de 4 à cette température, et à la pression du vent précédemment admise, on trouve les résultats exprimés par les tableaux III et IV, et supposant la tension de rupture égale à 40 kilogrammes par millimètre carré pour le cuivre dur et 10 kilogrammes pour σ_{max} . Pour l'aluminium, on prend pour σ_{max} la valeur de 6 kilogrammes par millimètre carré. Les tableaux III et IV donnent les valeurs de $(w_0 - l_0)/l_0$ pour les valeurs précédemment indiquées pour t_{min} et σ_{max} et pour des portées de 30, 50 et 100 mètres.

TABLEAU III

Cuivre.

$$\Sigma = 13.000, \quad \sigma = \frac{1}{58.200} = 0,000172.$$

$\frac{w - l_0}{l_0}$			
s	pour $w = 30$ m.	pour $w = 50$ m.	pour $w = 100$ m.
20	+ 0,000324	- 0,000359	- 0,00219728
40	+ 0,000144	- 0,00058025	- 0,0009929
80	+ 0,00018511	+ 0,0000639	- 0,000505

TABLEAU IV

Aluminium.

$$\Sigma = 7.100, \quad \alpha = 0,000234.$$

$\frac{w - l_0}{l_0}$			
s	pour $w = 30$ m.	pour $w = 50$ m.	pour $w = 100$ m.
40	- 0,000099	- 0,00062734	- 0,00293836
80	+ 0,0000005	- 0,000251725	- 0,0014359
160	+ 0,0000808	- 0,00002929	- 0,00054616

Une valeur positive de $(w_0 - l_0)/l_0$ indique que la portée est plus longue que la longueur du fil suspendu à $t = 0^\circ$ et $\sigma = 0$. Cela montre que, pratiquement, il n'y a pas besoin de flèche, pour les fils de cuivre, si les portées moyennes ne dépassent pas 40 à 50 mètres.

En appliquant les valeurs indiquées pour $(w_0 - l_0)/l_0$ à la formule trouvée ci-dessus :

$$t = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{w - l_0}{l_0} \right) - \frac{\sigma}{\Sigma} + \frac{p^2 w^2}{24\sigma^2 s^2}$$

on obtient les résultats indiqués par les tableaux V et VI.

TABLEAU V

Cuivre.

σ	t pour $s = 20$.	t pour $s = 40$.	t pour $s = 80$.
$w = 30$ m.			
6	- 20°,3 C.	- 14°,0 C.	- 11°,45 C.
4	- 5 82	- 0 6	+ 3 2
3	+ 6 86	+ 13 0	+ 15 6
$w = 50$ m.			
8	"	"	- 25°,7 C.
6	- 34°,98 C.	- 17°,47 C.	- 10 37
4	- 10 07	+ 7 3	+ 14 44
3	+ 16 62	+ 34	"
$w = 100$ m.			
8	"	"	- 58°,3 C.
6	"	- 33°,67 C.	- 5 2
4	- 31° C.	+ 38 9	+ 67 3
3	+ 62 3	"	"

TABLEAU VI

Aluminium.

σ	l pour $s = 40$.	l pour $s = 80$.	l pour $s = 160$.
$w = 30$.			
4	$- 38^{\circ} \text{ C}$	$- 23^{\circ},67 \text{ C.}$	$- 20^{\circ},75 \text{ C.}$
2	$- 15 \text{ 5}$	$- 11 \text{ 22}$	$- 7 \text{ 85}$
0,5	$+ 4 \text{ 35}$	$+ 8 \text{ 6}$	$+ 9 \text{ 5}$
$w = 50 \text{ m.}$			
4	$- 50^{\circ} \text{ C.}$	$- 34^{\circ},66 \text{ C.}$	$- 24^{\circ},8 \text{ C.}$
2	$- 36 \text{ 6}$	$- 21 \text{ 03}$	$- 21 \text{ 2}$
0,5	$+ 2 \text{ 3}$	$+ 18 \text{ 3}$	$+ 27 \text{ 7}$
$w = 100 \text{ m.}$			
4	$- 138^{\circ} \text{ C.}$	$- 83^{\circ},4 \text{ C.}$	$- 45^{\circ},4 \text{ C.}$
2	$- 129 \text{ 5}$	$- 65 \text{ 3}$	$- 17 \text{ 0}$
0,5	$- 3$	$+ 61$	$+ 99 \text{ 3}$

Les flèches pour les différentes portées w et σ sont données par les tableaux VII et VIII.

TABLEAU VII

Cuivre.

FLÈCHE EN CENT. POUR			
σ	$w = 30 \text{ m.}$	$w = 50 \text{ m.}$	$w = 100 \text{ m.}$
8	12,20	33,0	132,3
6	16,3	44,1	176,4
4	24,45	66,5	264,6
3	32,6	88,2	352,8

TABLEAU VIII

Aluminium.

FLÈCHE EN CENT. POUR			
σ	$w = 30 \text{ m.}$	$w = 50 \text{ m.}$	$w = 100 \text{ m.}$
4	7 ^{cm} ,6	21,0	84,2
2	15 2	42,1	168,4
0,5	60 8	168,4	673,6

Les chiffres de ces tableaux peuvent servir à tracer des courbes. On voit, d'après celles-ci, que, avec le même coefficient de sécurité, les fils de faible diamètre doivent présenter une plus grande

flèche que les fils plus gros. Si l'on donne la même flèche à des fils de différentes grosseurs, les fils fins sont soumis à une tension beaucoup plus considérable.

Les courbes relatives à l'aluminium montrent qu'il est difficile, par suite des grandes variations de tension et de flèche dues aux variations de température, d'établir une ligne de transmission en aluminium sans dépasser la tension maxima à la température minima.

L'auteur étudie ensuite les différentes parties constitutives de la ligne.

Les poteaux en bois sont généralement employés, sauf dans le cas de longues portées où l'on adopte les pylônes métalliques. La question doit être étudiée spécialement dans chaque cas particulier. Au point de vue de l'entretien, de l'amortissement et des intérêts, il est probable qu'avec des portées de 40 à 50 mètres, les poteaux en fer sont plus économiques que les poteaux en bois.

Les consoles ou bras transversaux en fer doivent être préférées aux consoles en bois : elles sont plus solides d'une part, d'autre part la chute d'un fil sur une console en bois met le feu au poteau, tandis que la chute d'un fil sur une console en fer reliée à la terre provoque un court-circuit qui fait déclencher les disjoncteurs automatiques de l'usine.

Les consoles doivent porter, à leurs extrémités, des fils verticaux empêchant la chute des fils de ligne sur le sol. Dans le cas de croisements de routes, de voies ferrées, etc., il y a lieu d'employer des filets métalliques de protection reliés à la terre. En outre, il y a lieu d'enrouler autour du poteau un fil métallique relié à la terre : des expériences faites sur une ligne à 7 000 volts ont montré qu'il existait, en effet, des différences de potentiel de l'ordre de 300 à 500 volts entre un poteau de bois et la terre, quand un fil était mal isolé.

En ce qui concerne l'espacement des isolateurs, on ne peut pas donner de règle générale. Pour des tensions jusqu'à 40 à 50 000 volts, une distance de $7,5 \sqrt{E}$, E étant la tension, est généralement suffisante, à moins que l'on n'adopte de longues portées. Pour les tensions supérieures à 50 000 volts, il est nécessaire de placer des isolateurs à une distance supérieure à celle qu'indique la formule.

Pour les tensions supérieures à 50 000 volts,

il se produit, le long de la ligne, des pertes par décharge statique. Des expériences faites sur la ligne de transmission de la Telluride (Colorado), on a trouvé les résultats indiqués par le tableau IX.

TABLEAU IX

Pertes en watts par kilomètre avec un fil de 4^{mm},3.

TENSION : VOLTS	FIL A 38 CENT. DE DISTANCE	FIL A 132 CENT. DE DISTANCE
40 000	94	52,5
44 000	254	58,8
47 300	768	76,6
50 000	»	87,5
54 600	»	140,5
58 800	»	760,5
59 300	»	885,0

Une perte de 885 watts par kilomètre correspond à une perte moyenne totale de 175 kilowatts environ pour une ligne de transmission de 200 kilomètres de longueur. Si l'on ajoute à ce chiffre la dispersion superficielle et les pertes ohmiques, on arrive à un total trop élevé dans la plupart des cas. En portant à 200 — 300 centimètres la distance entre les fils, on peut s'attendre à une perte de 150 ou 200 watts par kilomètre. Les chiffres qui précèdent montrent que, pour des tensions de 60 000 volts et au delà, on doit tenir grand compte de la décharge statique. D'après l'étude théorique du P^r Ryan, les distances entre fils à différentes tensions pour lesquelles se manifeste l'effet de décharge statique sont les suivantes, pour un fil de 4^{mm},3 de diamètre :

TABLEAU X

TENSION E	DISTANCE ENTRE FILS EN CENTIMÈTRES
43 600	38
46 800	56
50 700	89
54 000	132

La tension E est la tension efficace ; la tension maxima est égale à 1,71 E. On sait que l'effet de décharge dépend beaucoup du diamètre du fil.

A ce point de vue, on peut citer les chiffres

du tableau XI relatifs à une distance de 122 centimètres entre fils à une température de 21° C et à une pression barométrique de 760 millimètres.

TABLEAU XI

TENSION E	DIAMÈTRE DU FIL EN MILLIMÈTRES
55 000	1,47
83 300	2,69
111 100	4,87
166 000	10,9
222 200	18,0
277 700	25,1

En terminant, l'auteur parle des parafoudres et des limiteurs de tension destinés à protéger les lignes de transmission.

R. R.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Nouveaux postes de télégraphie sans fil système Telefunken. — K. Solff. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 20 septembre 1906.

Les antennes transmettrices employées sont toutes des antennes multiples comprenant à leur sommet un certain nombre de fils qui assurent à l'antenne une grande capacité et, par suite, une longue période d'oscillations. La quantité d'énergie employée à la transmission a pu être considérablement réduite par l'emploi de l'accouplement lâche (imparfait) entre la bobine d'induction et la source de courant. Par l'introduction d'une bobine de réactance entre l'induit de l'alternateur et le primaire de la bobine d'induction, on peut modifier la self-induction de ce circuit de telle sorte qu'il ne se produise plus, comme avec un accouplement rigide, une décharge par étincelle pour chaque phase du courant alternatif primaire, mais que l'énergie de plusieurs alternances successives s'accumule dans la bobine d'induction et n'amène une décharge par étincelle qu'après obtention d'une certaine différence de potentiel. Une fréquence de 20 à 30 étincelles par seconde suffisant avec le dispositif employé comme détecteur d'ondes pour la vitesse normale de transmission, la valeur moyenne de la quantité d'énergie primaire dépensée par seconde est

abaissée de 0,20 à 0,30 de la valeur primitive-ment dépensée.

On sait que la valeur de l'énergie primaire nécessaire pour franchir une distance déterminée varie fortement suivant la constitution de l'atmosphère et que, dans les jours défavorables, on doit employer deux à trois fois plus d'énergie que dans les jours favorables. On peut, en affaiblissant l'accouplement, augmenter l'intensité de chaque étincelle en diminuant le nombre des étincelles et, par suite, la vitesse de transmission; il est donc inutile ainsi d'employer plus d'énergie primaire. On obtient aussi de cette façon un fonctionnement sans étincelles de la clé Morse.

En général, les bobines d'induction travaillant en résonance et avec accouplement lâche sont alimentées dans les nouveaux postes par des postes convertisseurs continu-alternatif, reliés à l'interrupteur principal de telle façon qu'ils s'arrêtent pour la position de réception de celui-ci et se mettent en marche pour la position de transmission.

Les postes sont établis de façon à présenter un facteur de sécurité égal à 3, c'est-à-dire qu'un poste établi pour des communications permanentes à 100 kilomètres peut, dans des conditions favorables, atteindre une portée de 300 kilomètres.

L'accouplement entre le circuit des condensateurs et l'antenne est également lâche. Pour éviter les pertes par amortissement dans les circuits oscillants, on a augmenté les électrodes de l'éclateur, on a diminué autant que possible la résistance ohmique des circuits oscillants et on a plongé dans l'huile le condensateur à haute tension. On n'emploie que des conducteurs en cuivre formés d'un grand nombre de fils très fins isolés.

L'emploi d'un accouplement lâche au transmetteur et au récepteur permet d'obtenir un accord très net entre les deux postes.

Aux postes récepteurs, on emploie le montage purement inductif avec accouplement lâche. Les postes sont équipés, soit avec un détecteur électrolytique et un téléphone, soit avec un cohéreur et un appareil enregistreur. Dans les postes normaux, on emploie en général simultanément les deux détecteurs en série. Ce dispositif présente les avantages suivants : au moyen du téléphone, que l'on peut intercaler à cet effet dans

l'antenne au moyen d'un commutateur, on peut réaliser en peu de temps avec une bobine d'accord et un condensateur de terre un accord aussi parfait que l'on veut du circuit oscillant. L'accord du circuit récepteur avec appareil enregistreur est aussi grandement facilité, car il suffit de régler le circuit oscillant secondaire en modifiant la capacité qui y est contenue.

S'il est nécessaire de se débarrasser de l'action d'un transmetteur étranger qui travaille avec une longueur d'onde voisine de la longueur adoptée, il suffit de déconnecter le détecteur à téléphone de l'antenne et de le relier indirectement à celle-ci. Il est alors intercalé, comme le détecteur à appareil enregistreur, dans un circuit secondaire fermé auquel on peut donner une période propre bien déterminée en modifiant la valeur de la capacité et de la self-induction. Par modification de l'accouplement du transformateur du poste récepteur, il est alors possible de se débarrasser des signaux parasites, dans le cas où la longueur d'ondes employée par le poste étranger diffère de 5 % au moins. Même pour une longueur d'onde identique, on peut arriver à se débarrasser des signaux parasites, si le poste transmetteur étranger travaille avec un amortissement différent de celui du transmetteur propre.

On peut, avec l'aide d'un ondomètre, mesurer en peu de temps à 3 % près la longueur d'ondes du transmetteur étranger; les postes Telefunken pouvant travailler avec des longueurs d'ondes comprises entre 200 et 1000 mètres, on peut changer aussitôt, sans variation sensible de l'intensité, la longueur d'onde employée pour la communication. L'emploi de l'accouplement lâche permet de tirer tout le parti possible de la résonance entre les circuits. Les bobines du circuit récepteur sont aussi formées, ainsi que ce circuit, de conducteurs de cuivre constitués par un grand nombre de fils très fins isolés : l'amortissement est, de la sorte, aussi réduit que possible.

R. V.

ÉCLAIRAGE

Influence de la coloration sur les mesures photométriques. — J.-S. Dow. — *The Electrician*.

La discussion d'une étude du D^r Fleming, sur la photométrie, lue en 1903 à l'Institution of Electrical Engineers, a indiqué qu'il existe de grandes divergences d'opinion sur l'importance

des phénomènes de coloration dans les mesures photométriques.

L'auteur a fait à ce sujet quelques expériences simples qui lui paraissent présenter de l'intérêt. Les sources lumineuses étaient deux lampes à incandescence semblables devant lesquelles on plaçait des écrans de différentes couleurs et que l'on comparait au moyen de l'un ou l'autre des différents photomètres existant au laboratoire. Quatre photomètres étaient employés pendant ces expériences, le photomètre Lummer-Brodhun, le photomètre à tache d'huile, le photomètre de Joly, et le photomètre à papillotement.

Les incertitudes qui sont produites par les phénomènes de coloration semblent dues à quatre effets distincts :

1° La difficulté que l'on éprouve à comparer deux lumières de coloration différente et la possibilité que les résultats de la comparaison ne soient pas les mêmes pour tous les observateurs ;

2° Le fait que l'éclat relatif apparent de deux surfaces éclairées par des lumières de coloration différente, dépend de la portion de la rétine sur laquelle l'image se forme ;

3° Le phénomène de Purkinje ;

4° La possibilité, quand on emploie des miroirs, que le coefficient de réflexion ne soit pas le même pour les lumières de différentes couleurs.

1° En ce qui concerne les difficultés que l'on éprouve à comparer entre eux les effets de deux sources lumineuses de coloration différente, il est évident que les résultats trouvés par différents observateurs doivent différer, mais l'auteur a constaté qu'avec beaucoup de pratique, il est possible d'obtenir des résultats à peu près concordants même quand on compare du rouge-rubis avec du vert de signaux : par contre, quand on n'a pas de pratique, il est impossible d'obtenir des résultats concordants. La mémoire visuelle joue souvent un rôle important.

La différence de sensibilité de différents yeux pour une couleur particulière introduit certainement un autre facteur d'erreurs dans les observations faites par différents observateurs ; il y a des divergences considérables, par suite de ce fait, dans les estimations relatives à des cas extrêmes.

2° Cet effet a été complètement étudié par Sir William Abney dans ses recherches sur la vision

des couleurs. On sait depuis longtemps que la portion centrale de la rétine, la tache jaune, est beaucoup plus sensible à la région rouge et beaucoup moins sensible à la région bleue du spectre que la portion environnante de la rétine. On a supposé que la tache jaune, par suite de sa couleur, arrête les rayons bleus et laisse passer intégralement les rayons jaunes sur les organes qu'impressionnent les rayons lumineux. Cette explication n'indique pas pourquoi les différences observées sont beaucoup plus grandes pour de faibles éclaircissements. Il y a là un autre effet physiologique.

Si l'on compare, par exemple, une lumière rouge et une lumière verte avec un photomètre de Joly, il se forme une image sur la rétine et l'on ajuste le photomètre jusqu'à ce que le rouge et le vert apparaissent également brillants. Mais si l'on observe le photomètre obliquement, ou si on l'observe avec l'œil à différentes distances en arrière, l'image tombe sur une partie différente de la rétine où la sensibilité pour le rouge et le vert peut être différente. Par suite le rouge et le vert ne paraissent plus également brillants. Si le photomètre a des surfaces éclairées de dimensions différentes, on arrive à une conclusion différente : même si l'œil est placé à la même distance, les dimensions de l'image peuvent être différentes, et une nouvelle portion de la rétine peut être recouverte par elle. Donc, la position du photomètre pour laquelle on obtient l'égalité dépend :

a) de l'obliquité suivant laquelle les rayons qui proviennent de la surface éclairée atteignent l'œil ;

b) de la distance comprise entre l'œil et la surface ;

c) des dimensions des surfaces.

Le premier point n'est pas très important. Mais les points (b) et (c) peuvent affecter considérablement les résultats. Cela est mis en évidence par les courbes de la figure 1, dans lesquelles les ordonnées sont proportionnelles au rapport des puissances lumineuses trouvées pour le rouge et pour le vert, et les abscisses aux distances de l'œil au champ du photomètre en centimètres.

Ces courbes ont été obtenues de la façon suivante :

Deux lampes à incandescence, recouvertes chacune d'un verre rouge ou vert étaient alimentées

sous une différence de potentiel constante et comparées au moyen de chacun des photomètres cités. Dans chaque cas, on faisait une série de lectures avec l'œil placé à différentes distances des surfaces éclairées. Dans le cas du photomètre de Lummer et Brodhun, le télescope était enlevé pendant que l'on faisait les lectures. Comme on le verra plus loin, il peut y avoir des variations considérables, même avec le télescope en place.

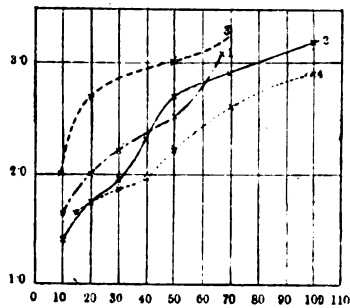


Fig. 1.

Les courbes (1), (2) et (3) mettent en évidence deux points : elles montrent d'une part que le rapport des puissances lumineuses des lumières rouge et verte est tout à fait différent pour chaque photomètre. La courbe (1) est relative au photomètre Lummer et Brodhun, avec télescope enlevé ; la courbe (2) est relative au photomètre Joly ; la courbe (3) est relative au télescope Joly, avec les dimensions linéaires et les surfaces éclairées réduites de moitié ; la courbe (4) est relative au photomètre à tache d'huile. D'autre part, les courbes montrent que le rapport de puissances lumineuses pour le rouge et le vert dépend de la distance de l'œil du photomètre, le rouge devenant de plus en plus accentué à mesure que l'œil recule. Le rouge est aussi plus accentué et la courbe est plus rapide pour le photomètre Lummer-Brodhun dans lequel le champ est le plus petit.

La courbe (4) a été obtenue en plaçant devant les surfaces du photomètre Joly un écran en papier réduisant de moitié les dimensions linéaires. La réduction des dimensions des blocs correspond à une accentuation encore plus marquée du rouge.

Dans le photomètre de Lummer-Brodhun la distance de l'œil est limitée par l'emploi du télescope. Mais la position de celui-ci peut être modifiée entre de larges limites sans que le champ sorte du foyer, et cette latitude peut con-

duire à des différences considérables dans les lectures.

Dans le tableau suivant, les différences extrêmes sont indiquées pour ces deux positions limites du télescope.

NATURE DES LUMIÈRES COMPARÉES	RAPPORT des POISSANCES LUMINEUSES		DIFFÉRENCE en %
	pour une position du télescope.	pour l'autre position du télescope.	
Rouge rubis comparé au vert de signaux.. . . .	1,65	2,20	25
Lampe à incandescence (3,7 watts par bougie) et lampe Nernst.	1,38	1,43	3,5
Lampe au méthane et manchon Auer.	0,129	0,135	4,4
Lampe au pentane et lampe à incandescence étalon.. . .	0,652	0,657	0,77

On voit qu'il y a une différence sensible de résultats dans plusieurs cas pratiques. Il est remarquable aussi qu'un effet faible, mais distinct, se produise dans le dernier cas, quoique la flamme de la lampe Harcourt au pentane soit très faiblement plus rouge à l'œil que la lumière de la lampe à incandescence étalon de Fleming employée. Il est difficile de parler avec certitude d'aussi faibles modifications, mais l'auteur a toujours trouvé que la moyenne d'une série de lectures, faites sans le télescope, est légèrement différente de la moyenne d'une série de lectures faites au télescope, la différence étant toujours en faveur de la plus rouge des deux lumières.

Un autre point doit être mentionné. Il est souvent nécessaire de renverser le photomètre pour corriger des différences possibles entre les deux côtés de l'écran. Lorsque les sources lumineuses sont de même couleur, on n'observe qu'une faible différence en opérant de la sorte, mais quand la coloration des sources lumineuses est différente, le photomètre Lummer-Brodhun donne des résultats différents de ceux obtenus avec le photomètre de Joly ou le photomètre à tache d'huile. Avec ces données, l'image que reçoit la rétine n'est pas altérée par le renversement du photomètre, tandis qu'avec le photomètre Lummer-Brodhun, l'image est renversée. Avant le renversement, on voit donc un disque vert avec un centre rouge, et après renversement on voit un

disque rouge avec un centre vert. On trouve par suite une plus grande différence avec cet appareil. Ces faits sont mis en évidence par les chiffres du tableau suivant :

PHOTOMÈTRE EMPLOYÉ	LUMIÈRES DE MÊME COULEUR			ROUGE ET VERT		
	Rapport des puissances lumineuses.		Différence en %.	Rapport des puissances lumineuses.		Différence en %.
	1 ^{re} posi- tion.	2 ^e posi- tion.		1 ^{re} posi- tion.	2 ^e posi- tion.	
Joly.	0,93	0,91	2	2,24	2,12	5,5
Tache d'huile.	0,94	0,91	3	1,81	1,70	6,0
Lummer-Brodhun. . .	0,95	0,91	4	2,10	1,75	18,0

3° Le phénomène de Purkinje a souvent été signalé comme étant la source principale des troubles observés dans la photométrie hétérochromatique, mais il semble n'intervenir que pour les faibles éclaircissements. L'expérience servant à illustrer le phénomène de Purkinje est connue : on prend une série de feuilles rouges et bleues juxtaposées les dimensions décroissantes : à mesure que la surface diminue, le rouge paraît de plus en plus éclatant en comparaison du bleu. Même dans le cas de grandes surfaces, l'éclat du rouge paraît distinctement plus fort que celui du bleu. Si l'on affaiblit peu à peu l'éclaircissement des surfaces rouges et bleues, on s'aperçoit que le bleu semble devenir peu à peu plus éclatant que le rouge, et, finalement, il est incomparablement plus net pour les très faibles éclaircissements, le rouge paraissant noir et le bleu paraissant blanc phosphorescent (1).

(A suivre.)

R. R.

Perfectionnements aux lampes à arc. — *Annalen der Elektrotechnik.*

Pendant longtemps les perfectionnements réalisés sur les lampes à arc ont porté uniquement sur le mécanisme de réglage ; au point de vue de l'amélioration de la lumière, on ne faisait aucun progrès. Les expériences ont montré que

(1) Une explication physiologique très intéressante de ce phénomène a été donnée récemment. Voir à ce sujet *l'Éclairage Électrique*, tome XLVII, 21 avril 1906, page 116.

la lumière émise provient beaucoup moins de l'arc lui-même que des pointes de charbon portées au blanc incandescent ; parmi celles-ci, l'électrode positive présente une surface de radiation beaucoup plus considérable que l'électrode négative. La pointe négative nuisant à la radiation de lumière du cratère positif, on chercha à augmenter l'écartement entre les pointes de charbon, mais des circonstances défavorables empêchèrent d'obtenir de bons résultats dans cette voie. On fut conduit à disposer les charbons inclinés l'un à côté de l'autre, mais on trouva que, pour les tensions généralement employées, l'arc ne jaillit pas entre les pointes, mais entre deux points voisins des électrodes. Pour surmonter cette difficulté, on écarta les charbons et l'on employa de plus fortes tensions. Andrews par exemple faisait jaillir un arc de 10 ampères entre deux électrodes inclinées en charbon pur ; l'arc avait 3^{mm},5 de longueur et la différence de potentiel était de 61 volts ; la surface visible du cratère était de 6 millimètres carrés : pour 72 volts, la longueur d'arc atteignait 9 millimètres et la surface visible du cratère 9^{mm},75 ; pour 78 volts et 9,7 ampères, l'arc avait 10 millimètres de longueur et 10 millimètres carrés de surface visible du cratère ; pour 90 volts et 9,6 ampères la longueur était de 12^{mm},5 et la surface visible du cratère de 10^{mm},6. Pour les différences de potentiel supérieures, l'arc ne jaillissait plus entre les pointes. L'allongement de l'arc détermina une tendance au déplacement continu de celui-ci : ce déplacement ne peut être évité que par l'emploi d'un champ magnétique, dispositif employé dans la lampe Carbone.

Un autre perfectionnement a consisté dans l'adjonction de certains sels aux charbons ou dans l'imprégnation de ceux-ci. Les sels de calcium ou de magnésium donnent une belle lumière jaune : l'éclaircissement produit est très intense, mais les charbons coûtent cher, se consomment vite et donnent naissance, en brûlant, à des vapeurs susceptibles d'attaquer le mécanisme de la lampe.

Un perfectionnement d'une autre nature a été réalisé par l'emploi de lampes en vase clos. La durée des charbons est décuplée et l'on peut employer des tensions élevées. La lumière est blanche et stable et il semble, à l'œil nu, que la radiation de lumière soit plus grande que dans les arcs à l'air libre ; en réalité, c'est l'inverse.

L'auteur termine en indiquant les prix suivants auxquels conduit l'emploi de différentes lampes.

TYPE DE LAMPE	WATTS	PRIX EN CENTIMES POUR 1 000 BOUGIES sphériques moyennes par heure charbon exclu.
Oriflamme	350	4,5
Weinert.	350	5,9
Excello.	470	6
Santoni.	420	7,4
Carbone.	1 000	10,6
Lampe à arc libre.	500	16
Lampe en vase clos.	500	21,3

La lampe Oriflamme, construite en Angleterre, possède un magasin pour le renouvellement automatique des charbons.

E. B.

Écrans réflecteurs. — **Zalinski.** — *Electrical World.*

L'auteur a fait des essais comparatifs dans les laboratoires de New-York, sur des réflecteurs coniques de 34 centimètres d'ouverture et 140° d'angle d'ouverture. La source lumineuse était un groupe de trois lampes à incandescence de 16 bougies. L'auteur a mesuré l'intensité lumineuse utile moyenne comprise dans une zone allant jusqu'à 75° de la verticale. Les résultats obtenus ont été les suivants :

	INTENSITÉ LUMINEUSE hémisphérique moyenne	INTENSITÉ LUMINEUSE utile moyenne.
Sans réflecteur.	40,1	41,4
Verre ordinaire.	42,7	44,8
— surface extérieure mate.	41,2	42,9
— — intérieure blanc laqué.	50,4	54,0
— — — — —	»	47,8
— — extérieure mate.	44,0	»
— — extérieure blanc laqué.	49,3	53
Verre prismatique.	»	52,9
— surface intérieure blanc laqué.	57,0	61,4
— — — — —	53,4	58,1
Verre opalin.	»	54,3

R. R.

ÉLÉMENTS PRIMAIRES ET ACCUMULATEURS

Brevets récents concernant les accumulateurs alcalins. — *Centralblatt für Accumulatoren* : juillet, août, septembre 1906.

Procédé pour la fabrication de flocons métalliques. — **TH.-A. EDISON.** — Brevet américain 821 627, 30 mars 1905 ; acc. le 29 mai 1906.

Les flocons métalliques doivent être mélangés à la substance active positive pour en augmenter la conductibilité. La méthode s'applique à la fabrication de flocons de cobalt mais peut, avec de moins bons résultats, être employée pour les flocons en alliage de nickel et de cobalt. Les flocons obtenus par cette méthode sont très purs et assurent un bon contact. On sublime du chlorure de cobalt dans un courant lent d'acide carbonique. Les cristaux sont traités dans une lessive de potasse jusqu'à ce que la masse soit transformée complètement en hydroxyde sans que la structure floconneuse ou cristalline soit modifiée. L'hydroxyde de cobalt est lavé soigneusement, séché et entièrement réduit par l'hydrogène dans une cornue chauffée. La fabrication de flocons de nickel-cobalt est faite de la même façon ; on sublime les chlorures mélangés en proportions convenables. Le mélange dans les cristaux sublimés n'est pas aussi intime que quand on précipite les deux hydroxydes ou quand on emploie le dépôt électrolytique.

Dispositif de fermeture pour accumulateurs. — **TH.-A. EDISON.** — Brevet américain 821 624 ; 2 novembre 1904 ; acc. le 29 mai 1906.

Le couvercle est muni d'une sorte de petite soupape empêchant l'introduction de poussières et de saletés et permettant aux gaz de s'échapper. Cette soupape est formée par une petite sphère en verre munie d'une queue inférieure et reposant sur un siège en ébonite qui fait partie d'un bouchon vissé dans le couvercle. Au-dessus de la soupape est un étranglement, destiné à éviter les projections de liquide, puis, au-dessus de cet étranglement, est un évidement en forme d'entonnoir pour que les gouttelettes de liquide qui auraient pu jaillir puissent se rassembler et retomber. Un petit couvercle plat surmonte le tout.

Électrode pour accumulateur. — **TH.-A. EDISON.** — Brevet anglais 1924, 25 janvier 1906 ; acc. le 26 juillet 1906.

Les flocons de graphite employés dans l'élec-

trode positive subissent, sous l'effet d'une longue électrolyse, dans une solution alcaline, une variation de la résistance de contact. Les petites feuilles glissent avec une facilité relative les unes sur les autres et il peut se produire des modifications nuisibles de structure dans la masse. Il est très difficile d'assurer, par l'élasticité des parois, un bon contact superficiel avec la masse et une pression suffisante. Le dégagement de gaz qui se produit dans la masse augmente les difficultés. Aux points où il n'existe pas un contact suffisant, les flocons conducteurs se recouvrent d'un dépôt très mince mais non conducteur. On obtient de meilleurs résultats en remplaçant le graphite par des flocons de cobalt ou d'alliage de cobalt et de nickel. La pression exercée par les pochettes doit être très forte ; les pochettes ne doivent pas se dilater et doivent empêcher la matière active de foisonner. L'inventeur emploie des bandes d'acier perforées de 0^{mm},1 d'épaisseur recouvertes d'un alliage de cobalt et de nickel formant des tubes de 10 centimètres de longueur et de 6^{mm},5 de diamètre intérieur soudés dans une atmosphère d'hydrogène. Dans chaque tube on place 8 grammes d'un mélange de 60 % d'hydroxyde de nickel en grains, passant dans un tamis de 12 mailles par centimètre, de 20 % de glucose très visqueuse et de 20 % de paillettes de cobalt ou de cobalt-nickel passant dans un tamis de 6 mailles par centimètre. La pression dépasse 450 kilogrammes par couche ou plus de 1 400 kilogrammes par centimètre carré ; elle serait obtenue en laissant tomber de 12^m,50 de hauteur un piston de 1^{kg}r,35. Après dissolution de la glucose, il se produit des canaux permettant la circulation de l'électrolyte et des gaz : ces canaux représentent 25 % de l'espace disponible. Après cette opération, on ferme les tubes au moyen de calottes coniques et l'on en forme des électrodes en les juxtaposant.

Élément alcalin. — TH.-A. EDISON. — Brevet 827 297, 21 juillet 1904 ; acc. le 31 juillet 1906.

Dans les éléments au fer et nickel à électrolyte alcalin on a trouvé des sulfures abaissant le rendement de l'élément. Ces sulfures provenaient des séparateurs en ébonite vulcanisée. Dans les nouveaux éléments, on n'emploie que du caoutchouc ayant été traité pendant 48 heures dans une lessive d'alcali bouillante à 35° Beaumé.

Élément alcalin à électrodes horizontales. — TH.-A. EDISON. — Brevet américain.

La matière active consiste en fer et en nickel et est maintenue dans des pochettes perforées. Le fer finement divisé obtenu par réduction de l'oxyde ferrique est beaucoup plus actif électrolytiquement que l'hydroxyde de nickel du commerce. Si l'on emploie des pochettes de nickel ayant une capacité double des pochettes de fer, la surface en contact avec les parois métalliques n'est pas suffisante. Une telle disposition est nuisible au point de vue de la fabrication, car elle exige des appareils de deux types différents pour la fabrication des plaques. En employant des pochettes de nickel de mêmes dimensions que les pochettes de fer, et en employant deux fois plus de pochettes de nickel que de pochettes de fer, on réalise une combinaison avantageuse.

Dans le nouvel élément, les pochettes sont disposées horizontalement et alternent entre elles, deux pochettes de nickel correspondant à une pochette de fer. Des séparateurs empêchent tout contact entre les pochettes de polarité opposée ; ils sont en ébonite striée suivant des diagonales.

E. B.

MESURES

Mesure des différences de phase (fin)⁽¹⁾. — CH. V. DRYSDALE. — *The Electrician*, 31 août 1906.

II. *Méthodes des différences de potentiel ou voltmètres.* — On a cherché à éviter l'emploi du wattmètre. Les méthodes des trois voltmètres et des trois ampèremètres permettent de déterminer les trois côtés d'un triangle de vecteurs, d'après lequel on détermine les angles de déphasage. Quand les triangles sont presque équilatéraux, on obtient des résultats suffisamment exacts avec ces méthodes, mais, quand les triangles ont des angles obtus, il n'y a aucune exactitude.

La première modification à la méthode de trois voltmètres a été indiquée par Sumpner pour la mesure de faibles angles de déphasage : dans cette méthode, on branche entre les deux conducteurs un circuit contenant une résistance inductive et une résistance non inductive et l'on mesure la différence de potentiel aux bornes de chacune d'entre elles (V_1 et V_2) et entre leur

⁽¹⁾ Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 27 octobre 1906, p. 156.

point de jonction et un contact glissant sur une résistance non inductive branchée également en dérivation (V_3). On obtient alors un triangle construit avec V_1 , V_2 et V_3 comme côtés : pour éviter la mesure de faibles différences de potentiel alternatives, Sumpner redresse la tension au moyen d'un petit commutateur tournant au synchronisme et mesure au moyen d'un galvanomètre la tension ainsi redressée. Avec cette méthode, on peut faire une série d'expériences intéressantes et l'on obtient une grande sensibilité. Mais les contacts tournants introduisent une source de troubles.

L'auteur a indiqué une méthode pour la mesure des faibles différences de potentiel alternatives, méthode qui peut être employée dans presque toutes les mesures de différences de potentiel alternatives. Si l'une des bobines d'un wattmètre ordinaire ou d'une autre forme de dynamomètre est parcourue par un courant alternatif constant, et si une différence de potentiel variable en phase avec le courant est appliquée aux bornes de la deuxième bobine, la déviation de l'aiguille est proportionnelle à cette différence de potentiel. Ce dispositif peut être employé facilement et avantageusement pour l'étalonnage des voltmètres à basse tension. Un faible déphasage dans l'un ou l'autre circuit n'a pas grande importance, car les lectures ne sont affectées que par le cosinus de cet angle. Avec le wattmètre ordinaire employé par l'auteur, un quatre centième de volt correspond à une déviation de 1 millimètre sur l'échelle ordinaire, et, en employant un miroir et un faisceau lumineux, on pouvait augmenter encore la sensibilité.

Une modification de la méthode de Sumpner, qui a été trouvée tout à fait commode, est indiquée par la figure 2. La charge à étudier est reliée en série avec une résistance non inductive, comme précédemment et un potentiomètre est branché entre les conducteurs. Avec les interrupteurs dans les positions représentées sur

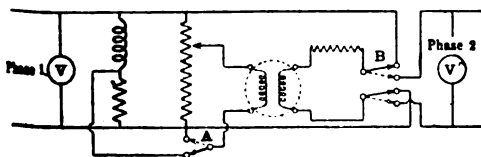


Fig. 2.

le schéma de la figure 2, le point correct sur la résistance non inductive est obtenu quand le watt-

mètre n'accuse aucune déviation, et ce point est beaucoup plus net qu'avec la méthode galvanométrique. La lecture sur le potentiomètre donne immédiatement le rapport suivant lequel la différence de potentiel principale se répartit entre la résistance de charge et la résistance série. En plaçant l'interrupteur B sur la 2^e phase de la source, les tensions dans les deux bobines sont exactement en phase et la lecture au wattmètre donne la tension V_3 . Un interrupteur A permet de faire les mesures sans connaître les valeurs absolues des tensions ; il est évident que l'angle de déphasage dépend seulement du rapport des tensions.

Là où l'on emploie un wattmètre, on peut substituer à cet appareil un électromètre, ce qui est avantageux quand le courant absorbé par le wattmètre est important. Dans ce dernier cas, la résistance du potentiomètre ne doit pas être trop élevée en comparaison de celle du shunt de wattmètre. On peut obtenir un grand degré de sensibilité en appliquant une tension suffisamment élevée aux quadrants de l'électromètre. Un grand nombre de mesures faites avec cette méthode ont donné de très bons résultats.

Les méthodes de mesure des tensions indiquées sont également applicables pour des charges présentant un facteur de puissance quelconque, pourvu que la résistance non inductive en série soit remplacée par un circuit présentant le même déphasage connu. Si la charge est inductive, la différence entre son déphasage et celle d'une bobine de résistance et d'inductance connues peut être obtenue de la même manière.

III. *Méthodes du zéro avec wattmètre.* — On peut employer deux sortes de méthodes du zéro avec un wattmètre : on peut, ou bien mesurer des courants en quadrature dans les deux bobines, ou bien employer un wattmètre double et équilibrer le couple entre la bobine mobile et la bobine fixe produit par la charge en faisant passer dans la bobine auxiliaire un courant en phase avec celui de la bobine mobile. C'est la base de toutes les méthodes indiquées par Rosa. Cet expérimentateur emploie un wattmètre muni de deux bobines principales identiques magnétiquement. Quand on mesure le facteur de puissance de condensateurs, la bobine shunt et l'une des bobines principales sont connectées au condensateur comme pour les mesures de puissance, mais un courant dérivé de différentes façons de

manière à être en phase avec celle qui traverse la bobine mobile circule dans la bobine fixe auxiliaire : le facteur de puissance est donné par le rapport du courant auxiliaire au courant dans le condensateur quand l'équilibre est atteint. Un grand nombre de mesures faites avec cette méthode par Rosa sur des condensateurs Stanley de 1 200 volts environ ont indiqué des facteurs de puissance de 0,005 environ.

Une méthode commode pour mesurer le facteur de puissance des condensateurs consiste à employer une inductance variable de valeur connue dans le shunt du wattmètre. Cette méthode a été employée par l'auteur. Elle entraîne l'acquisition d'un coûteux étalon d'inductance réglable.

L'auteur est arrivé à la conclusion que la méthode la plus simple pour la mesure de faibles différences de phase à un facteur de puissance quelconque est celle que représente la figure 3.

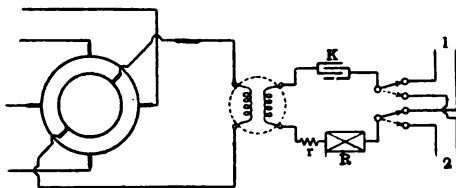


Fig. 3.

Le wattmètre consiste simplement en une bobine fixe et une bobine mobile, avec un miroir et un repère au zéro. L'une des bobines est munie d'un dispositif quelconque permettant d'y faire passer un courant constant d'une phase déterminée ; l'autre bobine est en série avec une boîte de résistances et un condensateur. Le courant dans le condensateur étant approximativement en quadrature avec la différence de potentiel agissante, la modification de phase introduite par une résistance R en série avec elle est de KpR radians, si R est faible. Pour trouver le déphasage entre les bornes 1 et 2, il suffit d'employer un transformateur déphaseur ou une combinaison de résistances et d'inductances conduisant à un équilibre approximatif du wattmètre, c'est-à-dire un déphasage de 90° environ des courants dans les bobines. En modifiant la résistance du petit rhéostat r , on peut obtenir un équilibre exact avec le circuit 1 : l'interrupteur est alors amené en 2, et une résistance est introduite en R jusqu'à ce que l'équilibre soit à nou-

veau atteint. Cette résistance, multipliée par Kp , quantité constante pour une fréquence donnée, donne directement la différence de phase, sans mesure de tension ni de courant.

R. R.

Sur les compteurs-moteurs dans les réseaux à trois fils (fin) (1). — G. Solomon. — Electrical Review, 7 Septembre 1906.

Circuits à courant alternatif. — Quand le réseau à trois fils est alimenté au moyen de courant monophasé, les résultats dépendent non seulement de l'état d'équilibre des ponts, mais aussi des facteurs de puissance des charges. Par facteur de puissance, on entend le cosinus de l'angle de décalage de chacun des courants par rapport à la tension totale. Le compteur généralement employé est un compteur d'induction monophasé à trois fils. Dans le compteur d'induction monophasé à deux fils, la rotation de l'induit, formé simplement d'un disque de cuivre ou d'aluminium, est produite par l'action inductive qu'exercent sur lui deux flux magnétiques alternatifs dus à deux systèmes électromagnétiques dont l'un est parcouru par le courant qui passe dans le circuit, et dont l'autre est branché en dérivation sur les conducteurs.

De même que le compteur à courant continu qui peut, évidemment, être employé sur les circuits à courant alternatif, s'il ne contient pas de fer, ni dans l'induit, ni dans l'inducteur, le compteur d'induction à trois fils a seulement une bobine de tension et deux bobines série, intercalées chacune dans un des conducteurs extérieurs. Pour la même raison, ses indications sont donc fausses quand certaines conditions ne sont pas remplies.

Soient v_1 et v_2 les valeurs instantanées des tensions entre les conducteurs extérieurs et le fil neutre, v la valeur instantanée de la tension totale, V_1 , V_2 , V les valeurs maxima correspondantes, c_1 et c_2 les valeurs instantanées et C_1 , C_2 les valeurs maxima du courant dans les conducteurs extérieurs. Quand le système est équilibré et que les charges ne contiennent ni self-induction, ni capacité, c'est-à-dire quand la tension et les courants sont en phase, on a :

(1) *Eclairage Electrique*, tome XLIX, 27 octobre 1906, page 159.

$$\begin{aligned} v_1 &= v_2 = 1/2 v; & c_1 &= c_2 = c \\ v_1 &= V_1 \sin pt; & v_2 &= V_2 \sin pt; & v &= V \sin pt \\ c_1 &= C_1 \sin pt; & c_2 &= C_2 \sin pt \\ V_1 &= V_2 = 1/2 V; & C_1 &= C_2 = C. \end{aligned}$$

Quelles que soient les conditions, la valeur instantanée de la puissance est donnée par les équations :

$$p = c_1 v_1 + c_2 v_2 \quad \text{et} \quad v = v_1 + v_2.$$

La puissance moyenne a la valeur suivante :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T c_1 v_1 dt + \frac{1}{T} \int_0^T c_2 v_2 dt. \quad (4)$$

Le système étant équilibré et les facteurs de puissance n'intervenant pas, on voit facilement que la puissance moyenne est :

$$\begin{aligned} P &= \frac{C_1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_1}{\sqrt{2}} + \frac{C_2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_2}{\sqrt{2}} = \frac{2C_1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_1}{\sqrt{2}} \\ &= \frac{2C_2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_2}{\sqrt{2}} = \frac{V}{\sqrt{2}} \cdot \frac{C}{\sqrt{2}}. \end{aligned}$$

Il est évident que, dans ce cas, les indications du compteur sont correctes.

Quand le système n'est pas équilibré et que les tensions ne sont pas égales, mais que les charges ne sont pas inductives et ne présentent pas de capacité, les résultats trouvés pour le système à courant continu subsistent, et le compteur donne des indications incorrectes si le circuit shunt est relié aux conducteurs extérieurs, ou bien à un pont seulement. On le voit au moyen des mêmes équations que pour le cas du courant continu, ces équations étant applicables aux valeurs efficaces.

La moindre self-induction modifie considérablement les résultats. Quand il existe un déphasage entre la tension et les courants dans les deux ponts, que ceux-ci soient équilibrés ou non équilibrés, les tensions des deux ponts ne sont pas en phase.

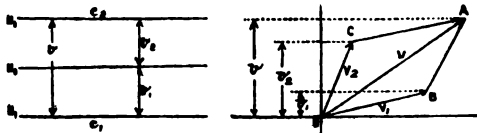


Fig. 1.

En se reportant à la figure 1, OA représente la valeur maxima V de la tension totale, OB et OC représentent les valeurs maxima V_1 et V_2 des tensions entre M_1 et le conducteur neutre M_0 , ou entre M_2 et M_0 . V_1 est déphasé d'un angle

$AOB = \alpha$ par rapport à V_1 , et V_2 est déphasé en avant d'un angle $AOC = \beta$. Le courant dans le conducteur extérieur M_1 est déphasé d'un angle φ_1 en arrière de la tension totale, et le courant dans l'autre conducteur extérieur est déphasé de l'angle φ_2 . On a les relations suivantes générales :

$$\begin{aligned} v &= V \sin pt \\ v_1 &= V_1 \sin (pt - \alpha); & v_2 &= V_2 \sin (pt + \beta) \\ c_1 &= C_1 \sin (pt - \varphi_1); & c_2 &= C_2 \sin (pt - \varphi_2) \\ p &= v_1 c_1 + v_2 c_2 \\ v &= v_1 + v_2. \end{aligned}$$

Ce n'est que quand le système est équilibré, quand le facteur de puissance a la même valeur dans les deux ponts et quand les tensions dans chaque pont sont égales que le compteur à trois fils donne des indications correctes quand le circuit de tension est soumis à la tension totale. Si, au contraire, le circuit de tension est branché entre un conducteur extérieur et le neutre, le compteur donne des indications trop élevées ou trop faibles suivant que la tension agissante est déphasée en avant ou en arrière de la tension totale.

1^{er} cas. — Le circuit de tension du compteur est excité par un courant proportionnel à la tension totale.

Le système étant équilibré, et les tensions, mesurées avec un voltmètre, étant égales, mais le courant étant déphasé sur la tension totale, on a par exemple :

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \varphi_2 = \varphi; & \alpha &= \beta \\ V_1 &= V_2 \\ v &= V \sin pt; & v_1 &= V_1 \sin (pt - \alpha) \\ v_2 &= V_2 \sin (pt + \alpha); & c_1 &= c_2 = C \sin (pt - \varphi). \end{aligned}$$

La valeur instantanée du couple moteur qui entraîne l'induit du moteur est proportionnelle à :

$$1/2 v (c_1 + c_2).$$

On peut voir facilement que la valeur moyenne du couple moteur est proportionnelle au produit suivant :

$$\frac{V}{\sqrt{2}} \cdot \frac{C}{\sqrt{2}} \cos \varphi.$$

La consommation d'énergie indiquée par le compteur, s'il n'y a pas d'erreur, est :

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{V}{\sqrt{2}} \cdot \frac{C}{\sqrt{2}} \cos \varphi dt.$$

La valeur instantanée de la puissance absorbée est :

$$p = c_1 v_1 + c_2 v_2 = v c_1$$

puisque l'on a les égalités :

$$c_1 = c_2 \quad \text{et} \quad v_1 + v_2 = v.$$

La puissance moyenne est donnée par la formule :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v c_1 dt = \frac{V}{\sqrt{2}} \cdot \frac{C}{\sqrt{2}} \cos \varphi$$

en posant $T = 1/n = 2\pi/p$, n étant la fréquence.

L'énergie réellement dépensée a la même valeur que celle indiquée par le compteur qui, dans ce cas, donne des indications correctes.

2° cas. — Le circuit de tension du compteur est traversé par un courant proportionnel à la tension entre le conducteur principal M_1 et le fil neutre, c'est-à-dire à $V_1/\sqrt{2}$; la tension V_1 est déphasée en arrière de V . On obtient les mêmes conditions que dans le premier cas en ce qui concerne les courants et les tensions, mais la valeur instantanée du couple moteur est proportionnelle au produit :

$$v_1 (c_1 + c_2)$$

$$\text{ou} \quad 2V_1 \sin(pt - \alpha) \cdot C \sin(pt - \varphi).$$

La valeur moyenne est la suivante :

$$2 \cdot \frac{V_1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{C}{\sqrt{2}} \cos(\varphi - \alpha).$$

Les indications du compteur sont proportionnelles à l'expression :

$$2 \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_1}{\sqrt{2}} \frac{C}{\sqrt{2}} \cos(\varphi - \alpha) dt.$$

La valeur instantanée de la puissance réelle absorbée est :

$$p = C \sin(pt - \varphi) [V_1 \sin(pt - \alpha) + V_1 \sin(pt + \alpha)].$$

La puissance moyenne est la suivante :

$$P = \frac{V_1}{\sqrt{2}} \frac{C}{\sqrt{2}} (\cos(\varphi - \alpha) + \cos(\varphi + \alpha)).$$

L'énergie réelle est l'intégrale de cette expression de la puissance entre les temps t_1 et t_2 . On a :

$$E = 2 \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_1}{\sqrt{2}} \frac{C}{\sqrt{2}} \cos(\varphi - \alpha) dt - 2 \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{C}{\sqrt{2}} \sin \varphi \sin \alpha dt. \quad (5)$$

Le compteur, comme on le voit, donne des indications trop élevées quoique les circuits soient équilibrés. Si $\varphi = \alpha = 30^\circ$, les lectures du compteur sont de 33,3 % trop élevées; pour $\varphi = \alpha = 45^\circ$, les indications sont de 100 % trop élevées.

Si le compteur est excité par un courant proportionnel à la tension entre le conducteur extérieur et le neutre, c'est-à-dire par $V_2/\sqrt{2}$ (V_2 est déphasé en avance sur V), on peut voir de la même façon que les indications du compteur sont trop faibles. Dans ce cas, si $\varphi = \alpha = 30^\circ$, les indications sont de 33,3 % trop basses; si $\varphi = \alpha = 45^\circ$, le compteur s'arrête, tandis que l'énergie absorbée est :

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{V_2}{\sqrt{2}} \frac{C}{\sqrt{2}} dt.$$

Quand le système n'est pas équilibré et quand les facteurs de puissance des deux branches sont inégaux, le compteur donne des indications inexactes, que le circuit de tension soit branché entre les deux conducteurs extérieurs ou qu'il soit branché entre un conducteur extérieur et le fil neutre. Les équations sont plus compliquées que dans le cas précédent et les résultats généraux auxquels elles conduisent ne présentent pas d'intérêt particulier.

Les résultats trouvés dans le deuxième cas sont relatifs à un courant déphasé en arrière; ils seraient inverses pour un courant déphasé en avant. On peut le vérifier facilement en remplaçant $-\varphi$ par $+\varphi$ dans les équations.

L'énergie absorbée sur un réseau à trois fils à courant monophasé peut être mesurée exactement, quelles que soient les conditions, au moyen d'un compteur d'induction triphasé à trois fils, qui est simplement une combinaison de deux compteurs d'induction indépendants, tels que les compteurs polyphasés du type Westinghouse ou Thomson. Le compteur triphasé à quatre fils est tout à fait impropre pour cette application, de même que le compteur monophasé à trois fils ne peut être employé sur un système polyphasé.

R. R.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — Éric GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

SUR LES DÉTECTEURS D'ONDES ÉLECTROLYTIQUES

Nous avons résumé ⁽¹⁾ au début de 1905 les principales études théoriques et pratiques se rapportant au fonctionnement des détecteurs d'ondes électrolytiques à pointe de platine, dont les propriétés ont été signalées en 1900 par le capitaine Ferrié ⁽²⁾ et dont l'application étendue aux postes récepteurs de télégraphie sans fil a été réalisée en 1903 par Fessenden et par Schlæmilch, et nous avons indiqué que les conclusions auxquelles ont été conduits les différents expérimentateurs ne sont pas entièrement d'accord entre elles ni en ce qui concerne la théorie, ni en ce qui concerne l'action de l'appareil.

Une étude très complète et fort intéressante sur le détecteur électrolytique a été poursuivie par L.-W. Austin et a fait l'objet d'une récente publication de cet auteur ⁽³⁾ : nous nous proposons d'indiquer dans ce qui suit les principaux résultats de cette étude.

Comme l'on sait, le détecteur électrolytique Ferrié-Fessenden-Schlæmilch consiste essentiellement en un élément contenant comme électrodes d'une part une pointe très fine, généralement en platine, et d'autre part une électrode plus grosse en un corps ou un métal inerte, généralement aussi du platine. L'élément contient un électrolyte dont la décomposition produit un dégagement de gaz aux électrodes. Quand une différence de potentiel agit entre les électrodes, il en résulte une polarisation importante, et il ne peut circuler aucun

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLII, 25 mars 1905, page 446.

⁽²⁾ *Congrès international d'Électricité* de 1900 : Comptes rendus, volume annexe, page 289. — *Éclairage Électrique*, tome XXIV, 29 sept. 1900, page 501, § IV.

⁽³⁾ *Bulletin of the Bureau of Standards*, Washington, volume 2, août 1906.

courant tant que cette différence de potentiel ne dépasse pas une certaine valeur critique. Quand des oscillations électriques traversent l'élément, la résistance décroît et le courant local présente un accroissement d'intensité notable, pour retomber à sa valeur très faible précédente lorsque l'action des ondes cesse.

D'après les résultats obtenus dans différentes expériences, la sensibilité de l'appareil aux ondes électriques n'est importante que quand la pointe de platine est positive, lorsqu'on opère avec des différences de potentiel locales légèrement supérieures à la valeur critique: si, au contraire, on opère avec des différences de potentiel légèrement inférieures à cette valeur, il est à peu près indifférent, d'après les études de Rothmund et Lessing, que la pointe soit anode ou cathode.

Pour apporter un peu de clarté dans ces résultats contradictoires, L.-W. Austin a étudié les points suivants: l'action sur le détecteur de courants alternatifs à basse fréquence; le fonctionnement d'appareils contenant une pointe de différentes dimensions; la sensibilité obtenue avec différents électrolytes.

1° *Expériences avec courants alternatifs de basse fréquence* (1). — Le premier élément employé

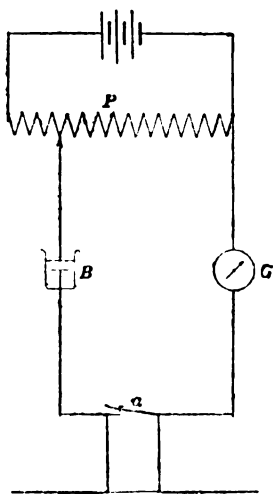


Fig. 1.

était rempli d'une solution à 30 % d'acide sulfurique. La grosse électrode était une feuille de platine présentant une surface de 2 centimètres carrés. La pointe fine était formée d'un fil de platine de 0^{mm},2 soudé dans un tube de verre, puis coupée à une très faible longueur. Une telle pointe est peu sensible aux ondes électriques même intenses, mais elle est très sensible aux oscillations lentes: différentes pointes, plus petites ou plus grosses, ont été essayées dans la suite.

Le dispositif expérimental employé était le suivant (fig. 1): un potentiomètre P permettait de graduer la différence de potentiel agissante, et un galvanomètre G mesurait l'intensité du courant dans le circuit du détecteur B: en *a* le circuit était rompu et deux fils aboutissaient à un shunt traversé par un courant alternatif: ce shunt, de résistance réglable au moyen d'un curseur, permettait de faire agir en B une différence de potentiel alternative de valeur variable.

Le tableau I indique les valeurs de l'augmentation d'intensité du courant continu traversant le détecteur, lorsque de faibles forces électromotrices alternatives agissaient sur lui: la pointe du détecteur consistait en un fil de platine de 0^{mm},03 coupée à une faible longueur et polarisée positivement avec 1,45 volts.

TABEAU I

SO₂H₂ (30 %); f. é. m. de polarisation 1,46 volt; pointe de 0^{mm},03 comme anode; courant alternatif à 60 périodes.

Différence de potentiel alternative, volts.	0,0003	0,0015	0,0030	0,009	0,012	0,015	0,024	0,027	0,030
Augmentation d'intensité du courant continu, 10 ⁻⁶ ampère.	0,002	0,01	0,022	0,111	0,160	0,250	0,610	0,780	0,900

Les résultats obtenus au point de vue de la sensibilité, avec différents électrolytes, sont résumés par le tableau II. Dans chaque cas, la f. é. m. de polarisation avait la valeur correspondant au maximum de sensibilité.

(1) L'effet des courants alternatifs de basse fréquence sur les détecteurs électrolytiques a été signalé par le capitaine Ferrié. Il a proposé d'utiliser cet effet pour la mesure des résistances d'électrolytes, capacités, self-inductions, etc.

TABLEAU II

F. é. m. de polarisation 1,4 volt; diamètre de la pointe de platine $0^{\text{mm}},2$; fréquence du courant alternatif 60 périodes.

HCl (50 %); pointe anode; courant continu initial $i = 20 \cdot 10^{-6}$ ampère.						
Différence de potentiel alternative, volts.	0,027	0,039	0,054	0,060	0,069	0,096
Augmentation de i , 10^{-6} ampère.	1	2	4	6	10	20
Pointe cathode; courant continu initial $i = 40 \cdot 10^{-6}$ ampère.						
Différence de potentiel alternative, volts.	0,019	0,030	0,039	0,048	0,063	0,090
Augmentation de i , 10^{-6} ampère.	1	2	4	6	10	20
SO ₄ H ₂ (30 %); pointe anode; courant continu initial $i = 12 \cdot 10^{-6}$ ampère.						
Différence de potentiel alternative, volts.	0,021	0,027	0,035	0,045	0,063	0,090
Augmentation de i , 10^{-6} ampère.	1	2	4	6	10	20
KOH (50 %); pointe anode; courant continu initial $i = 10 \cdot 10^{-6}$ ampère.						
Différence de potentiel alternative, volts.	0,027	0,045	0,066	0,090		0,126
Augmentation de i , 10^{-6} ampère.	1	2	4	6	10	
NO ₃ H (20 %); pointe anode; courant continu initial $i = 60 \times 10^{-6}$ ampère.						
Différence de potentiel alternative, volts.	0,024	0,033	0,045	0,060	0,081	0,111
Augmentation de i , 10^{-6} ampère.	1	2	4	6	10	20
Pointe cathode; courant continu initial $i = 50 \cdot 10^{-6}$ ampère.						
Différence de potentiel alternative, volts.	0,030	0,042	0,057	0,069	0,087	0,169
Augmentation de i , 10^{-6} ampère.	1	2	4	6	10	20
NO ₃ H (20 %); pointe de $0^{\text{mm}},03$ de diamètre; pointe anode; courant initial $10 \cdot 10^{-6}$ ampère.						
Différence de potentiel alternative, volts.	0,027	0,039	0,051	0,087		0,135
Augmentation de i , 10^{-6} ampère.	1	2	6	10		20

Les différents résultats sont exprimés par la courbe de la figure 2. On voit, d'après les chiffres du tableau, que la sensibilité est à peu près la même pour les courants alternatifs de basse fréquence, quand la pointe est anode ou cathode. On voit aussi que la pointe de $0^{\text{mm}},2$ n'est pas moins sensible que la pointe de $0^{\text{mm}},03$.

Le tableau III indique la relation entre la valeur de la sensibilité et la valeur de la force électromotrice de polarisation. A peu près au point où le courant continu commence à

croître, la sensibilité augmente brusquement, puis reste constante ou décroît lentement. La position de ce point d'augmentation de sensibilité ne correspond pas toujours à la même

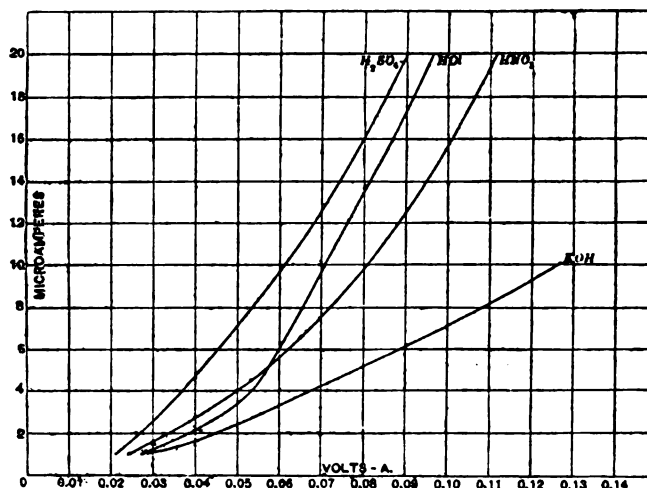


Fig. 2.

force électromotrice de polarisation, mais varie suivant certaines conditions qui ne sont pas encore clairement déterminées.

TABLEAU III

NO³H (20 %) ; pointe anode de 0^{mm},2 ; différence de potentiel alternative, 0,1 volt.

F. é. m. de polarisation, volt.	0,77	0,91	1,02	1,07	1,09	1,12	1,17	1,30	1,38
Courant continu initial, 10 ⁻⁶ ampère.	0,5	2	6	5	7	12	11	50	75
Augmentation du courant initial, 10 ⁻⁶ ampère.	0,5	3	9	10	18	20	22	22	20

Le tableau IV montre un phénomène très curieux : avec la pointe cathode, le courant continu *diminue* d'intensité au lieu de croître, quand la différence de potentiel alternative agit sur le détecteur. C'est là un phénomène d'anticohérence, signalé pour certains détecteurs dont l'action repose aussi vraisemblablement sur des phénomènes électrolytiques (couche de vapeur d'eau déposée sur l'argenture d'un miroir rayée d'un trait de diamant).

TABLEAU IV

SO⁴H² (30 %) ; pointe de 0^{mm},2 cathode ; différence de potentiel alternative, 0,1 volt.

F. é. m. de polarisation, volt.	0,26	0,52	0,78	1,04	1,17	1,30
Courant continu initial, 10 ⁻⁶ ampère.	0,8	1,2	2,5	3,5	4,2	»
Augmentation du courant initial, 10 ⁻⁶ ampère.	+0,55	+0,55	-0,20	-0,40	-0,20	+0,80

Cet effet semble très fortuit et beaucoup moins régulier que l'effet d'accroissement du courant.

2° *Expériences avec des ondes électriques.* — Ces expériences ont été faites uniquement avec des ondes de faible intensité, d'une part parce que celles-là seules sont intéressantes au

point de vue pratique de la réception des signaux en télégraphie sans fil, et d'autre part parce que le fonctionnement du détecteur sous l'effet d'ondes de forte intensité présente des anomalies, ainsi que l'ont montré des expériences préliminaires.

Une source d'ondes électriques était constituée par une petite bobine alimentée par deux éléments de pile sèche et donnant une étincelle de 1 millimètre de longueur environ : cette bobine était reliée à deux fils verticaux, l'un supérieur et l'autre inférieur, de 50 centimètres de longueur chacun. Souvent des signaux étaient émis par le poste Fessenden situé à 10 kilomètres du bureau des étalons de Washington.

L'étude de L.-W. Austin a porté sur la relation entre la sensibilité et la f. é. m. de polarisation, sur l'action d'une polarisation positive ou négative, sur la sensibilité présentée par les différents électrolytes et enfin sur la sensibilité absolue en fonction du courant et de la force électromotrice.

Le montage employé est représenté par la figure 3 : un galvanomètre G et un téléphone T étaient en série avec le détecteur et le potentiomètre. Le détecteur était du même type que ceux de la Compagnie Fessenden et consiste en un récipient en plâtre dans lequel plonge la pointe de platine de 0^{mm},002 de diamètre. Cette pointe est obtenue en recouvrant le fil de platine d'une couche d'argent, en étirant le fil, et en attaquant ensuite l'argent par un acide pour laisser l'âme de platine.

Polarisation positive de la pointe. — Les expériences ont été faites d'abord avec différentes forces électromotrices de polarisation : les résultats sont indiqués par le tableau V.

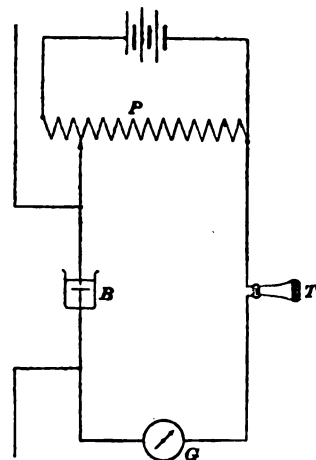


Fig. 3.

TABLEAU V

HCl (50 %); pointe anode de 0^{mm},002 non entourée de verre; ondes produites par la petite bobine.

F. é. m. de polarisation.	1,3	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4
Intensité du courant continu en 10 ⁻⁶ ampère.	sans les ondes. .	0	0	0,5	0	0,5
	avec les ondes. .	0	3	4	8	25

L'acide chlorhydrique présente un fonctionnement particulier car c'est le chlore qui se dépose sur la pointe : il peut y avoir une action chimique, le chlore atteignant le platine plus fortement que l'oxygène.

Le tableau VI indique les résultats obtenus avec différents électrolytes.

TABLEAU VI

Pointe anode de 0^{mm},002 non entourée de verre; ondes produites par la petite bobine.

	F. É. M. DE POLARISATION	INTENSITÉ DU COURANT CONTINU	
		SANS LES ONDES	AVEC LES ONDES
HCl (50 %).	2,4 volts	1. 10 ⁻⁶ ampère	40. 10 ⁻⁶ ampère
NO ³ H (20 %).	1,6 —	5 —	8 —
SO ⁴ H ² (30 %).	2,4 —	10 —	5 —
KOH (30 %).	2,6 —	5 —	15 —

Les différents résultats qui précèdent ont été obtenus avec la petite bobine comme source d'ondes. Avec les oscillations électriques provenant du poste transmetteur Fessenden, les résultats ont été les suivants (tableau VII). Dans ces dernières expériences, on mesurait l'intensité des signaux en déterminant la résistance d'un shunt branché sur le téléphone pour laquelle les signaux ne pouvaient plus être entendus : en général, les déviations du galvanomètre étaient trop faibles pour pouvoir servir de mesure.

TABLEAU VII

Pointe de 0^{mm},002 non entourée de verre ; ondes provenant du poste Fessenden. Résistance du téléphone : 300 ohms.

	F. É. M. DE POLARISATION	VALEUR DU SHUNT POUR LAQUELLE LES SIGNAUX n'étaient plus entendus.
HCl (50 %).	2,0	100 ohms
NO ³ H (20 %).	2,3	250 —
SO ⁴ H ² (30 %).	2,4	300 —
KOH (30 %).	2,7	300 —

On voit, d'après ces différents résultats, que l'acide chlorhydrique donne les effets les plus intenses ⁽¹⁾.

Polarisation négative de la pointe. — L'étude de la sensibilité de la pointe négative a donné des résultats contradictoires. Des expériences faites avec la bobine comme source d'ondes ont montré que la pointe ne présente aucune sensibilité à l'action des ondes électriques. D'autre part, dans les expériences faites sur les signaux reçus de deux postes transmetteurs éloignés (Fessenden et Navy-Yard), la netteté de la réception était la même avec la pointe cathode qu'avec la pointe anode. Il se peut que cette différence d'effet provienne de ce que les oscillations engendrées par la bobine avaient une trop grande fréquence. Il est possible également que la bobine ait exercé une action d'induction directe contre-balançant l'effet des ondes : les résultats antérieurs (tableau IV) ayant montré qu'avec des courants de basse fréquence et la pointe cathode, il y a une diminution de courant au lieu d'une augmentation, on peut supposer qu'il y ait eu une combinaison de ces effets opposés.

Mesures de la résistance du détecteur. — Quand la polarisation est à peu près complète, c'est-à-dire quand il passe un très faible courant continu, la résistance est très élevée. Par exemple, dans le cas de l'acide chlorhydrique à 50 %, avec une pointe de platine de 0^{mm},002 polarisée à 2 volts, une variation de 0,02 volts modifie la valeur du courant de $1,5 \cdot 10^{-6}$ ampères, c'est-à-dire que la résistance, définie par le rapport de la variation de courant à la variation de force électromotrice, est de 13000 ohms.

Il n'était pas certain que la résistance aurait la même valeur pour des courants alternatifs que pour un courant continu. Des expériences particulières faites sur ce point avec des courants alternatifs de basse fréquence ont montré que la résistance était comprise entre 9000 et 15000 ohms : ces valeurs concordent bien avec la valeur trouvée pour la résistance à courant continu. Quand la f. é. m. de polarisation était nulle, la résistance avait pour valeur 100000 ohms environ. Pour des oscillations de haute fréquence, il est probable que la capacité électrolytique de la pointe forme une partie importante de la résistance effective.

(1) Dans des expériences précises répétées un grand nombre de fois, M. le capitaine Ferrié a toujours obtenu de meilleurs résultats avec SO⁴H² qu'avec HCl contrairement aux résultats de M. W. L. Austin.

Effet de l'échauffement de la pointe. — Comme cela a déjà été rappelé antérieurement, Fessenden a émis l'opinion que l'action du détecteur dépend de l'échauffement de la surface de la pointe, échauffement dû au passage du courant à travers la résistance présentée par le détecteur. Si cette façon de voir est exacte, on doit produire le même effet en chauffant la pointe. Pour cela, L.-W. Austin a établi la petite électrode sous forme d'une boucle de fil chauffée par le passage d'un courant alternatif. Dans les premières expériences, ce fil avait un diamètre de $0^{\text{mm}},03$; dans les suivantes, il avait $0^{\text{mm}},002$ de diamètre et 1 millimètre de longueur environ; sa résistance était de 50 ohms. Dans les deux cas, on constata que l'échauffement du fil produit une diminution importante de la résistance du détecteur: cet effet provient sans doute soit d'une variation de résistance de l'électrolyte, soit d'une modification due à la dilatation des petites bulles gazeuses existant contre la pointe. En tous cas, il est certain que l'échauffement produit au point de contact de la pointe avec l'électrolyte joue un rôle dans les phénomènes constatés. Il semble probable que le phénomène de variation de résistance du détecteur électrolytique dépend de plusieurs causes.

Comme conclusion de son étude, L.-W. Austin résume de la façon suivante les résultats qu'il a obtenus :

1° Le détecteur électrolytique est sensible aux courants alternatifs de basse fréquence et peut servir, avec un galvanomètre sensible, à déceler des différences de potentiel de quelques dix millièmes de volt. La variation de résistance est à peu près proportionnelle au carré du courant alternatif pour des courants relativement intenses, et semble proportionnelle à une puissance moins élevée pour les courants relativement faibles;

2° Quand on augmente la f. é. m. polarisante, la sensibilité augmente jusqu'à un maximum, puis reste constante ou décroît. La f. é. m. critique n'est pas constante mais varie suivant les dimensions de la pointe et suivant les conditions dans lesquelles se trouve cette dernière;

3° Dans des conditions favorables et avec une polarisation moyenne, le détecteur présente, sur courants alternatifs, des sensibilités égales quand la pointe est anode ou cathode: dans ce dernier cas, l'action est souvent irrégulière et parfois la résistance croît au lieu de diminuer;

4° La résistance du détecteur pour des courants alternatifs de basse fréquence varie entre 20000 ohms et 400 ohms environ suivant la valeur de la force électromotrice polarisante;

5° Pour les ondes électriques, provenant d'un transmetteur éloigné, la sensibilité du détecteur est à peu près la même quand la pointe est anode ou cathode⁽¹⁾, mais pour les ondes produites à proximité par une bobine, il semble que certaines causes annulent la sensibilité de l'appareil quand la pointe est cathode;

6° Quand la pointe est formée d'une boucle de fil très fin chauffé électriquement par un courant alternatif, la résistance décroît, ce qui montre que la chaleur joue un rôle dans le phénomène. Il semble que les différentes causes auxquelles on doit attribuer le phénomène que présentent les détecteurs électrolytiques soient complexes et se rattachent aux actions suivantes: action chimique, redressement du courant et attraction électrostatique à travers la pellicule gazeuse.

R. DE VALBREUZE.

⁽¹⁾ Cependant, il existe à notre connaissance des expériences du même ordre où la sensibilité fut reconnue la même pour la pointe anode ou cathode.

NOUVEAU TYPE DE CONDENSATEURS INDUSTRIELS

Les propriétés et les applications possibles des condensateurs sont bien connues, mais, jusqu'ici, les difficultés rencontrées dans la réalisation industrielle de ces appareils ont été telles, que ces applications sont restées limitées à des cas très particuliers se rapprochant le plus possible des conditions théoriques.

Dans une intéressante étude parue il y a deux ans, M. Moscicki ⁽¹⁾, directeur d'une usine ayant pour but la fabrication de l'acide azotique par les décharges électriques dans l'air, a montré que les difficultés d'établissement des condensateurs industriels résidaient non seulement dans la nature des matières isolantes employées comme diélectriques, mais surtout dans la forme particulière, d'ailleurs toute intuitive et fort simple, que l'on avait donnée jusqu'ici à ces appareils, c'est-à-dire la forme plane.

Il résulte des essais faits par M. Moscicki que les condensateurs noyés dans l'huile présentent une répartition des lignes de force nullement homogène et qui a pour effet d'augmenter la densité des lignes de force vers les bords des lames du diélectrique. Il s'en suit que ces condensateurs se perforent uniquement dans le voisinage des bords.

Le seul moyen de remédier à cet inconvénient était évidemment de renforcer l'épaisseur du diélectrique vers les bords, c'est-à-dire dans le voisinage des limites des feuilles d'étain constituant les armatures. Comme on ne pouvait songer à employer un pareil procédé avec des lames planes, M. Moscicki imagina d'adopter des tubes de verre à parois minces et renforcés vers le col avec réduction assez sensible du diamètre dans cette dernière partie.

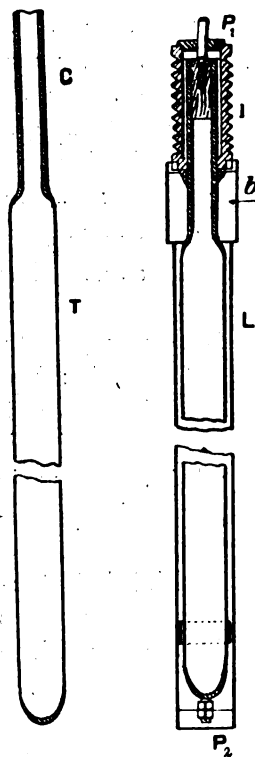
L'armature extérieure, en argent, s'arrêtait sur le col plus épais ; l'armature intérieure était constituée par du mercure.

Sans reprendre dans le détail les expériences réalisées par l'inventeur, disons simplement qu'elles ont confirmé les prévisions, c'est-à-dire que les condensateurs de cette forme ont résisté à des tensions correspondant pour des condensateurs plans à des épaisseurs de diélectrique bien supérieures à celles des parois minces des tubes à col renforcé employés.

A la suite d'expériences concluantes, une société, la Société générale des Condensateurs électriques fut fondée à Fribourg pour la réalisation industrielle de ces condensateurs d'une nouvelle forme.

Après quelques tâtonnements, ayant surtout pour but de réduire les pertes d'énergie dans ces appareils et d'augmenter la surface de refroidissement, cette société s'est finalement arrêtée au type que nous allons décrire et qui donne toute satisfaction.

Fig. 1 et 2. — Coupes d'un tube et d'un condensateur tubulaire de la Société générale des Condensateurs électriques de Fribourg.



Le tube en verre T (fig. 1) a une épaisseur trois à quatre fois plus petite que celle du col C. Ce tube est recouvert intérieurement et extérieurement d'une argenture extrêmement mince, obtenue chimiquement, et recouverte elle-même d'un cuivrage beaucoup plus épais qui lui donne la consistance nécessaire.

De cette façon, le bord de l'armature extérieure se trouve précisément à l'endroit où le

(1) Voir l'Éclairage Électrique, volume XLI, 1904, page 14.

diélectrique est renforcé de sorte que l'élément ainsi constitué a la même résistance à la tension que si le tube avait partout l'épaisseur du col, alors que sa capacité sera déterminée par l'épaisseur de la partie mince.

Chacun des tubes ainsi constitué est muni d'un contact P, relié (fig. 2) à l'armature extérieure. Le col des tubes est scellé dans un isolateur à cannelures I qui assure une excellente isolation entre les deux armatures. Le tube de verre est ensuite placé dans un tube en laiton ou en tôle L dont la fermeture étanche est assurée à l'aide d'une capsule dans laquelle est fixé un bouchon conique en caoutchouc b.

L'isolateur en porcelaine est muni d'un emmanchement à baionnette et vient faire pression sur le bouchon. Le contact de l'armature extérieure est réuni au tube métallique et la partie annulaire, comprise entre le tube en métal et le tube en verre, est rempli d'un mélange incongelable d'eau distillée et de glycérine.

Ce dernier dispositif a pour effet de répartir la chaleur dans toute la masse et empêche ainsi un échauffement local qui amènerait infailliblement la rupture de l'élément. Il faut remarquer aussi que chaque élément au lieu d'avoir comme surface de refroidissement la partie extérieure du cuivrage qui, par suite de son poli, rayonne mal la chaleur à la surface du tube enveloppant que l'on noircit pour augmenter son rayonnement.

Les tubes en verre sont en outre fixés sur l'enveloppe par des supports élastiques, ce qui leur donne une grande robustesse. Ainsi montés, ils se présentent sous l'aspect représenté par la photographie de la figure 3.

Les éléments sont utilisés normalement pour des tensions de 10 à 15 000 volts et sont essayés, en cours de fabrication et après montage, à des tensions de 27 000 à 40 000 volts.

Pour des tensions plus élevées, les éléments sont groupés en série. Pour de basses tensions, au contraire, il faut employer des transformateurs éleveurs de tension, comme nous le verrons plus loin.

La hauteur des tubes varie de 135 à 55 centimètres et leur diamètre est de 4 centimètres.

Les appareils de la Société des Condensateurs électriques, comme le montre la description que nous venons d'en faire, sont en somme d'un prix peu élevé.

Il est facile de montrer de plus que le prix d'un condensateur de ce genre par kilovolt-ampère doit varier dans un rapport sensiblement inverse de la tension.

Considérons en effet un élément d'encombrement déterminé et où l'on pourra seulement changer l'épaisseur du diélectrique, ce qui ne peut faire varier le prix que très faiblement. Si C est la capacité de l'élément pour une épaisseur déterminée du diélectrique et U la tension aux bornes, la puissance de l'élément sera $2\pi/CU^2$, et le prix au kilovolt-ampère sera inversement proportionnel à la même quantité.

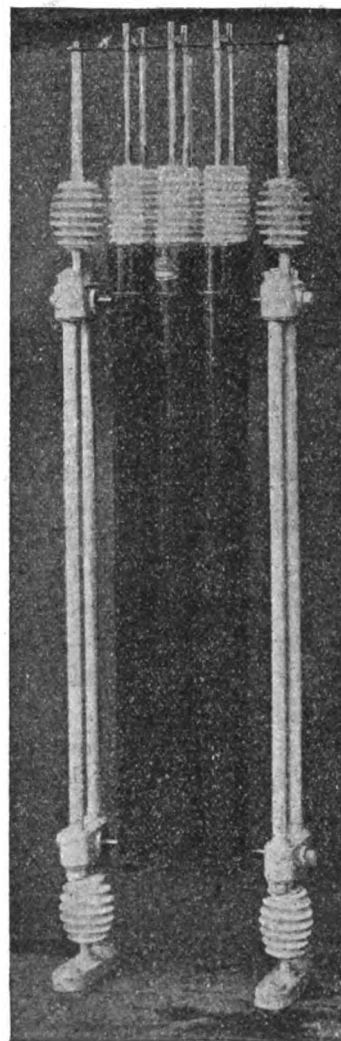


Fig. 3. — Batterie de condensateurs industriels avec 5 éléments de 95 cm.

D'autre part, la capacité C dépend de l'épaisseur du diélectrique ; elle est sensiblement proportionnelle à l'inverse de cette quantité. Comme l'épaisseur est, avec le même coefficient de sécurité, proportionnelle à la tension, on voit que le prix par kilovolt-ampère sera inversement proportionnel à la tension aux bornes. En réalité, la diminution du prix au kilovolt-ampère sera un peu moins rapide que l'augmentation de tension, par suite de la plus grande épaisseur du tube.

Les chiffres sur lesquels on peut tabler sont les suivants et sont de beaucoup inférieurs à ceux des condensateurs à diélectrique plan :

25 francs le kilowatt sous une tension de 20 000 volts.

32 francs le kilowatt sous une tension de 15 000 volts.

47 francs le kilowatt sous une tension de 10 000 volts.

Ces chiffres indiquent que ces appareils sont pour des tensions de 15 à 20 000 volts assez inférieurs à ceux des dynamos à courants alternatifs et aux moteurs synchrones en particulier.

Si l'on veut appliquer ces condensateurs pour des tensions inférieures à 15 000 volts, on peut adopter : soit des transformateurs élévateurs de tension dont le primaire est substitué au condensateur et dont le secondaire est fermé sur un condensateur de capacité convenable fonctionnant sous une tension de 15 000 à 20 000 volts, soit ajouter une bobine de self-induction en série de façon à réduire la capacité nécessaire et par suite à augmenter la tension aux bornes du condensateur.

Deux cas peuvent se présenter suivant que le condensateur, ou tout dispositif équivalent, est placé en série sur la ligne ou en dérivation.

Examinons d'abord le cas d'un condensateur en série, et supposons qu'on lui adjoigne un transformateur ; dans ce cas, le prix du condensateur doit être majoré de celui du transformateur. Il ne faut pas croire de plus que les puissances du condensateur et du transformateur sont les mêmes que celle du condensateur à placer directement sur le circuit à courants alternatifs.

Ces puissances sont en réalité plus grandes, car il s'agit alors non seulement de compenser la self-induction de ce circuit, mais aussi celle du transformateur employé. Le calcul des puissances peut se faire facilement et a d'ailleurs été établi autrefois par M. P. Boucherot⁽¹⁾.

Ce dernier a montré en particulier qu'il existe une puissance de transformateur plus particulièrement convenable et que si l'on tient à tirer du transformateur le maximum d'effet, il faut que le prix du kilovolt-ampère du condensateur, pour la tension secondaire, soit plus de deux fois moindre que celui du condensateur pour la basse tension. La puissance la plus convenable du transformateur est telle que la self-induction totale de son primaire soit égale à celle à détruire et que le primaire soit capable de supporter une intensité double de celle que l'on y fera passer. Ceci suppose bien entendu le transformateur parfait, c'est-à-dire sans fuites magnétiques.

Ce transformateur a donc alors une puissance sensiblement égale celle du condensateur placé dans le secondaire, condensateur dont la puissance est alors double de celle du condensateur à placer directement sur le réseau.

L'hypothèse faite par M. P. Boucherot sur les prix au kilovolt-ampère pour les condensateurs à haute et basse tensions s'applique en somme avec une très grande approximation

⁽¹⁾ Voir *Lumière Électrique*, tome XLVII, page 153, 1893.

dans notre cas et montre qu'il n'y a aucun intérêt à adopter ce dispositif, puisque le prix du transformateur sera toujours en supplément.

Ce raisonnement n'est toutefois pas absolu, car l'épaisseur du tube ne pouvant être réduite à l'infini avec l'abaissement de tension, il arrivera, un moment, où le rapport du prix d'un condensateur au kilovolt-ampère pour une faible ou pour une haute tension croîtra beaucoup plus rapidement que le rapport inverse des tensions et tendra vers le rapport du carré, ce dernier cas correspondant à une épaisseur constante du diélectrique.

Si, au contraire, l'on adjoint au condensateur une self-induction supplémentaire en série, de façon à augmenter la tension aux bornes du condensateur, un calcul fait également par M. P. Boucherot, montre que l'achat de la bobine de self-induction se trouve assez rapidement compensé par la diminution du prix du condensateur.

Passons maintenant au cas plus important où le condensateur est placé en dérivation aux bornes du réseau; il est évident que la puissance du condensateur à placer dans le secondaire est la même que celle du condensateur qu'il y aurait lieu d'installer directement.

Le dispositif est alors plus avantageux dès que le prix du transformateur au kilovolt-ampère devient inférieur à celui du condensateur pour la valeur acceptée de la haute tension. Avec des condensateurs à 20 000 volts et pour un transformateur de puissance moyenne coûtant 30 francs le kilowatt, le dispositif à transformateur serait plus économique au-dessous de 9 000 volts environ. Pour des prix plus faibles du transformateur, l'économie correspondrait à des tensions plus élevées.

Si dans le cas d'un condensateur en dérivation, on remplace celui-ci par un condensateur et une self-induction en série, le courant devant être le même dans ces deux cas, on voit de suite que le produit UC est constant pour les deux condensateurs et par suite que les puissances de ces deux appareils sont dans le même rapport que les tensions. Avec l'hypothèse de la diminution de prix proportionnellement à l'augmentation de tension, on reconnaît donc que les prix des condensateurs sont les mêmes dans les deux cas et que le dispositif du condensateur en série avec une self-induction est inférieur au condensateur simple tant que l'hypothèse subsiste.

Ces considérations montrent, en somme, que dans les cas les plus défavorables, même avec adjonction de transformateurs ou de bobines de self-induction, lorsque cette adjonction est légitimée, le prix par kilovolt-ampère sera encore, tout au moins pour les puissances moyennes, de même ordre que celui des moteurs synchrones.

L'emploi des condensateurs est d'ailleurs d'une application plus commode par suite de l'absence d'entretien et de surveillance ainsi qu'à cause du rendement élevé de ces appareils.

Dans les premiers essais de M. Moscicki, ce dernier a montré que les pertes en pour cent de la puissance apparente sont, pour une même fréquence et une même épaisseur du verre, proportionnelles à la tension, et qu'en conservant une épaisseur de verre telle que la diffé-

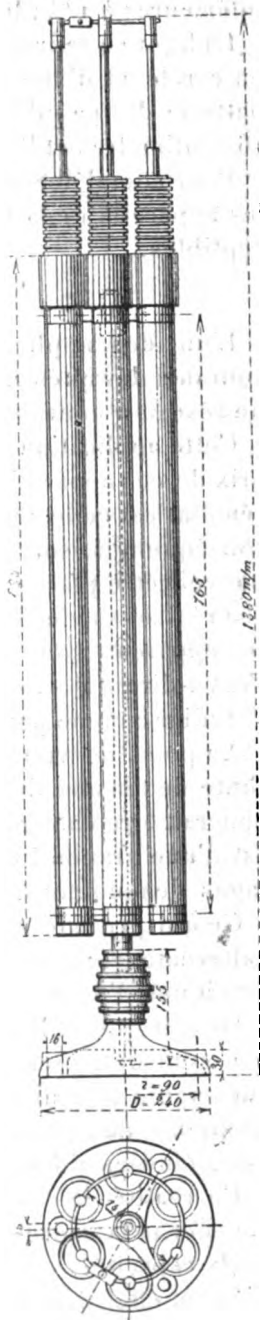


Fig. 4. — Encombrement d'une batterie de laboratoire avec 6 éléments montés sur pied rond.

rence de potentiel par centimètre d'épaisseur ne dépasse pas 25 000 volts, ces pertes étaient inférieures à 1 %; le rendement est donc d'environ 0,99.

La figure 4 représente le croquis d'encombrement d'une petite batterie de 6 tubes disposés en cercle et d'une puissance de 2 400 watts sous une tension de 20 000 volts. Pour une batterie de 192 tubes d'une puissance de 144 000 watts à 20 000 volts, la hauteur serait de 16 centimètres et l'encombrement en surface de 120 sur 88 centimètres.

Pour compléter cette étude, nous allons passer en revue les principales applications dont les appareils de la Société des Condensateurs électriques sont plus particulièrement susceptibles.

PRODUCTION DES COURANTS DÉWATTÉS.

L'une des applications les plus importantes des condensateurs est la production des courants déwattés nécessaires à l'excitation des transformateurs et des moteurs placés sur un réseau à courants alternatifs.

Cette application bien connue des condensateurs est rendue possible ici à cause du bas prix de ces appareils. La solution généralement adoptée actuellement pour obtenir le même résultat est celle consistant à employer des moteurs synchrones. A égalité de prix et, par conséquent à fortiori pour des prix moins élevés, les condensateurs ont l'avantage de pouvoir être placés sur les lieux mêmes d'utilisation et sans aucune surveillance. Le bénéfice réalisé sur le prix d'achat des génératrices et sur le cuivre de la ligne est alors tel, que ces appareils sont économiques pour des facteurs de puissance très voisins de l'unité, c'est-à-dire en somme dans tous les cas de la pratique. Les avantages pécuniers peuvent s'étudier comme pour les moteurs synchrones.

Au point de vue technique, ils ont, de plus, l'avantage de réduire considérablement la chute de tension des alternateurs, car le décalage peut être complètement annulé et même pourrait être changé de signe si l'on n'avait pas à craindre les effets de résonance. Ce fait est d'une grande importance à cause de la réduction des à-coups correspondant aux démarrages des moteurs.

Ce qui précède suppose, toutefois, que la différence de potentiel agissante produite par l'alternateur est sinusoïdale; or, en réalité, cette différence de potentiel est pourvue d'harmoniques d'ordre plus ou moins élevé dont il importe de considérer l'influence.

On sait que si l'on place purement et simplement une différence de potentiel de forme non sinusoïdale aux bornes d'un condensateur, les termes correspondant aux harmoniques supérieurs produisent à travers le condensateur des courants qui sont proportionnels à la fréquence des harmoniques ($p\omega CU_p$) et qui peuvent, par conséquent, prendre des valeurs assez élevées si les harmoniques sont prononcés.

En réalité, la self-induction des générateurs et du réseau vient changer heureusement cet effet si la capacité est suffisante pour qu'on soit déjà au delà d'une certaine valeur critique de la capacité.

Si, en effet, L est la self-induction du réseau et l celle des génératrices, le courant I_p produit par un harmonique d'ordre p et de valeur efficace E_p à travers le condensateur de capacité C et le réseau en dérivation sera, si l'on néglige les résistances ohmiques, donné par les formules

$$I_p = \frac{E_p}{p\omega l + \frac{L}{\frac{1}{p\omega C} - p\omega l}}$$

et la différence de potentiel correspondant aux bornes du condensateur et du réseau aura pour valeur :

$$U_p = \frac{I_p \frac{L}{C}}{\frac{1}{p\omega C} - p\omega L} = \frac{E_p \frac{L}{C}}{p\omega l \left(\frac{1}{p\omega C} - p\omega L \right) + \frac{L}{C}}$$

Sans condensateur on aurait pour la différence de potentiel U'_p aux bornes du réseau

$$U'_p = \frac{E_p p\omega L}{p\omega l + p\omega L} = \frac{E_p L}{l + L}$$

Si l'on cherche la condition pour que U_p soit inférieur à U'_p en valeur absolue, on trouve :

$$C > \frac{2(l+L)}{p^2\omega^2 lL}$$

C'est le double de la valeur qui correspondrait à la résonance de l'harmonique.

Si donc la valeur de la capacité est assez grande pour que $\frac{2(l+L)}{p^2\omega^2 lL}$ soit plus grand que zéro,

on voit que U_p sera réduit par la présence du condensateur et, par suite, la courbe de la tension aux bornes améliorée, c'est-à-dire rendue plus voisine de la loi sinusoïdale. Il y a donc lieu de vérifier si la capacité est assez grande pour que l'on soit au delà de la valeur critique du premier terme ou tout au moins de celle du troisième. On remplira le plus souvent cette condition en cherchant une compensation suffisante des effets de self-induction ou, autrement dit, en produisant avec les condensateurs un courant dévatté peu inférieur à celui à compenser.

L'adjonction d'un condensateur en dérivation a aussi pour effet de réduire les effets de surtension résultant également de phénomènes de résonance, consécutifs de variations brusques de charge, de courts-circuits, de fonctionnement d'interrupteurs, etc. Ces effets se produisent presque uniquement dans les grandes installations à haute tension ayant de la capacité sur la ligne et correspondent à des décharges oscillantes d'une périodicité assez élevée et vis-à-vis desquelles, par conséquent, le condensateur se comportera comme avec les harmoniques supérieurs de la courbe de tension.

Ceci veut dire, au fond, que l'augmentation de capacité doit être plutôt une mesure de sécurité dans ce genre d'installation. C'est ce que l'expérience semble confirmer, du reste, puisque les effets de surtension en question disparaissent souvent avec l'extension des réseaux aussi loin qu'elle soit poussée.

L'installation d'une batterie de condensateurs pour la production des courants dévattés présente, en outre, un autre avantage, c'est que si cette batterie est installée à l'usine, elle peut mettre celle-ci tout entière à l'abri des décharges atmosphériques oscillatoires. Dans ce cas, le milieu de la batterie doit être mis à la terre comme le montre la figure 5.

Les décharges atmosphériques oscillatoires ayant une fréquence très élevée, le condensateur n'a aucune résistance pour elles.

Il va sans dire que la protection contre les décharges statiques devra être assurée par un appareil spécial.

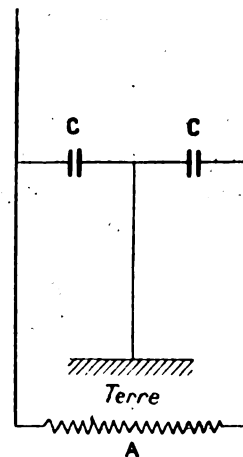


Fig. 5. — Schéma de montage d'une batterie fonctionnant comme parafoudre sur un réseau à courants alternatifs simples.

DÉMARRAGE DES MOTEURS ASYNCHRONES MONOPHASÉS.

Les condensateurs sont également employés pour la bissection d'un courant alternatif. Il est même possible d'alimenter un système triphasé par l'emploi combiné de self-induction et de condensateur.

Si le moteur a une tension de 5 000 volts et au delà, on peut adopter la disposition de la figure 6 où U représente la différence de potentiel du réseau, B_1 , B_2 , B_3 les trois phases du moteur, C la batterie de condensateurs et S une self-induction.

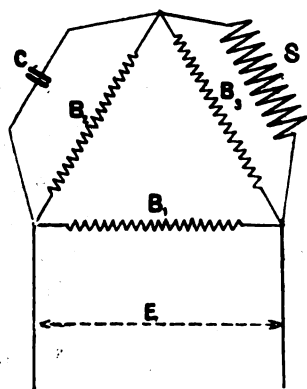


Fig. 6. — Schéma de montage d'une batterie pour trisection d'un courant alternatif à haute tension.

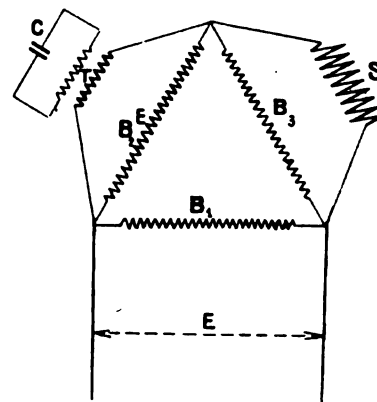


Fig. 7. — Schéma de montage d'une batterie combinée avec un transformateur pour trisection d'un courant à basse tension.

Le moteur pourrait être alimenté aussi par l'intermédiaire d'un transformateur triphasé dont le primaire est à 5 000 volts au moins. La disposition serait alors la même, mais B_1 , B_2 et B_3 représenteraient les trois circuits primaires du transformateur.

Avec un réseau à basse tension, le condensateur devra être remplacé par un transformateur et un condensateur pour haute tension comme l'indique la figure 7.

Dans les deux cas, la bobine de self-induction et le condensateur ont une puissance apparente égale aux deux tiers de celle absorbée par le moteur.

Le démarrage doit se faire avec résistance dans l'induit, sinon la batterie devrait avoir une puissance de deux à deux fois et demie plus grande pour obtenir le couple maximum au démarrage.

Un dispositif de ce genre est adopté par MM. Wüst et C^{ie} de Seebach qui utilisent des batteries de la Société des Condensateurs électriques de 6 kilovolts-ampères pour le démarrage de moteurs d'ascenseurs.

Remarque. — Dans les deux applications que nous venons de citer, les condensateurs ne sont traversés que par des courants de basse fréquence et les intensités sont assez faibles, de sorte que les armatures n'ont pas besoin de posséder une conductibilité aussi grande. La Société des Condensateurs électriques a alors, pour simplifier la construction, constitué les armatures des tubes par un liquide incongelable, de sorte que l'appareil prend une forme qui ressemble assez bien à celle d'un transformateur à huile. Les prix des éléments sont ainsi assez inférieurs à ceux donnés plus haut.

PROTECTION DES RÉSEAUX CONTRE LES DÉCHARGES ATMOSPHÉRIQUES.

La protection des réseaux contre les décharges atmosphériques présente un intérêt considérable par suite du développement des installations à longue distance. Avant de voir comment les condensateurs peuvent rendre de grands services dans cette protection, nous rappellerons les procédés les plus communs employés jusqu'ici pour y arriver.

Le but poursuivi est d'éviter la production des surtensions, occasionnées par les décharges atmosphériques, en facilitant l'écoulement du fluide dans la terre au fur et à mesure de sa production.

Les décharges peuvent être dues aux deux causes suivantes :

1° Les phénomènes d'induction résultant des décharges qui se produisent à proximité des lignes de transport d'énergie. Les courants produits sont alors alternatifs et d'une fréquence toujours très élevée et de l'ordre du million de périodes par seconde.

2° Les charges statiques prises par les lignes en présence des corps électrisés et qui doivent être écoulées à la terre sous forme de courant continu.

La grandeur des courants qu'il faut ainsi écouler dans le premier cas, de façon à éviter les surtensions, est beaucoup plus élevée qu'on ne se le figure généralement et peut atteindre plusieurs centaines d'ampères tout en n'occasionnant souvent que des effets thermiques inappréciables à cause de la faible durée du phénomène.

Le parafoudre parfait devrait donc présenter une résistance sensiblement nulle pour les courants de haute fréquence, tout en offrant une résistance considérable au passage du courant des machines.

Les parafoudres à cornes avec résistance en série ainsi que ceux à résistance liquide ou autre ne réalisent aucune de ces deux conditions même approximativement.

Les premiers sont toujours réglés pour des différences de potentiel très grandes par rapport à celles du réseau et ont toujours des résistances, en série, telles que le courant ne puisse dépasser quelques ampères; il en est de même des seconds, de sorte que le passage d'un courant d'une centaine d'ampères nécessite les surtensions exagérées que l'on veut empêcher de se produire et ne protègent pas, par suite, le réseau d'une façon efficace.

L'emploi de condensateurs, dont la résistance apparente est d'autant plus faible que la fréquence est plus élevée, rend ces appareils absolument parfaits au point de vue des décharges à haute fréquence. En effet, il suffira d'un appareil laissant passer, avec la fréquence des courants du réseau, un courant de quelques centièmes d'ampères pour obtenir, avec les hautes fréquences des décharges oscillantes atmosphériques, un courant d'une centaine d'ampères sans accroissement de tension.

Le dispositif que nous venons d'indiquer s'applique également au courant continu et en particulier aux distributions en série.

Pour protéger maintenant le réseau contre les effets des charges statiques, il vaut mieux, bien que les décharges correspondent à des courants beaucoup moins intenses, employer des bobines de self-induction ayant une résistance ohmique presque nulle et présentant, aux courants alternatifs de fréquence ordinaire, des résistances apparentes considérables et qui agiront pour laisser passer les décharges sous forme de courant continu c'est-à-dire d'une façon continue.

Pour en finir avec la protection du réseau contre les effets de surtension, quels qu'ils soient, disons que les phénomènes de surtension dus aux variations de charge, court-circuit, ouverture ou fermeture d'interrupteurs, et que nous signalions plus haut, donnant lieu

à des courants oscillatoires de fréquence de 6 à 8 000 périodes par seconde, c'est-à-dire au moins cent fois plus petite que ceux dus aux décharges oscillatoires atmosphériques, les batteries de condensateurs devront avoir une importance beaucoup plus grande que s'il s'agissait des premiers phénomènes seulement.

On remarquera, toutefois, que quelque petite que soit la batterie de condensateurs employée, elle offrira toujours moins de résistance au passage des courants alternatifs de décharge qu'aucun des dispositifs de parafoudres à cornes ou à résistance; de plus, un réseau comportant une ou plusieurs stations génératrices et un certain nombre de sous-stations, toutes munies de condensateurs, présentera dans son ensemble

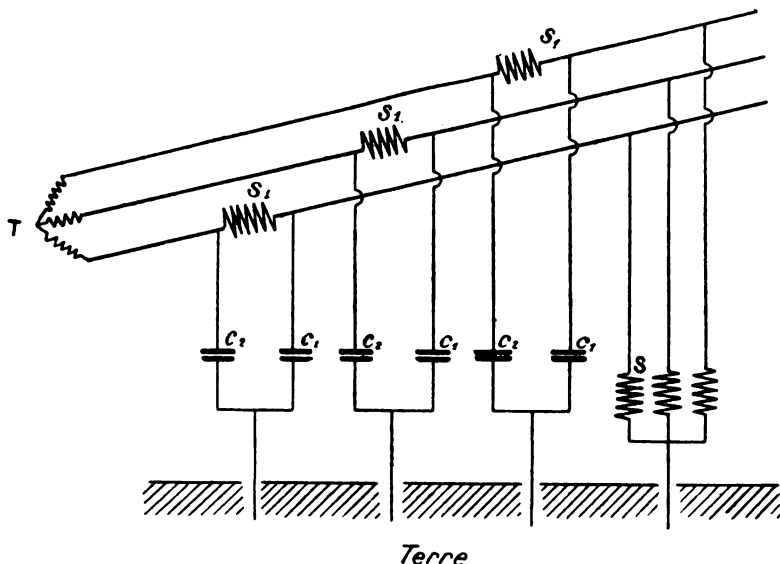


Fig. 8. — Schéma de montage de batteries et de bobines de self-induction pour la protection d'une usine génératrice ou réceptrice importante.

une capacité suffisante pour qu'une nouvelle batterie ne soit pas nécessaire.

En ce qui concerne le montage le plus commode à adopter pour les dispositions des appareils, on peut distinguer deux cas suivant qu'il s'agit d'une station génératrice ou d'une forte sous-station, ou encore d'un poste récepteur d'une puissance peu élevée.

Dans le premier cas, la Société des Condensateurs électriques préconise plus particulièrement le montage de la figure 8. Chaque fil de ligne comporte une self-induction en série S_1 , qui a pour effet d'empêcher les décharges atmosphériques de pénétrer à l'intérieur de l'usine; les décharges passent alors par les condensateurs C_1 . Toutefois comme pour que les bobines S_1 , constituées par quelques spires, commencent à agir et créent un obstacle au passage des décharges, il faut nécessairement qu'une certaine quantité d'électricité les traverse, celle-ci s'écoulera à la terre par les condensateurs C_2 .

L'appareil de protection contre les décharges statiques est une bobine de self-induction dont le point neutre est relié à la terre (avec des courants alternatifs simples c'est le milieu qui naturellement est mis à la terre).

Ce dernier appareil n'agit naturellement d'une façon efficace que si la décharge est assez lente pour que le courant puisse s'établir; si elle est rapide les condensateurs pourront entrer en jeu pour la laisser écouler à la terre.

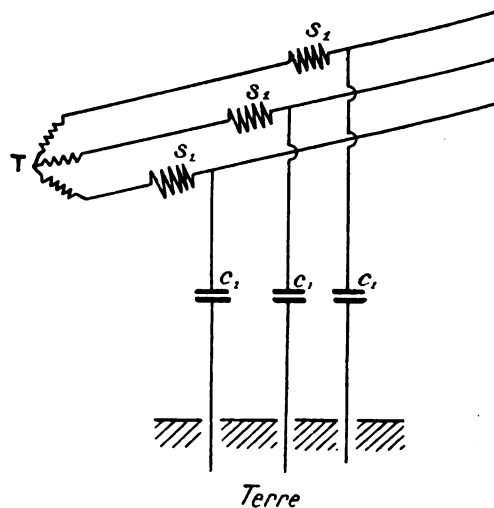


Fig. 9. — Schéma de montage de batteries pour la protection d'une sous-station réceptrice.

Quand les postes sont peu importants, on peut se dispenser de mettre une batterie double et adopter le schéma de la figure 9.

Nous ferons remarquer d'ailleurs que la batterie double, employée sur chaque conducteur dans la disposition de la figure 8, n'est qu'une protection supplémentaire qui n'existe en aucune façon dans les autres systèmes de parafoudres et qui n'est justifiée que dans les installations très importantes où le moindre défaut dans le fonctionnement des appareils peut amener des accidents graves.

Les batteries simples, employées comme parafoudres par la Société générale des Condensateurs électriques, comportent 6 tubes dont chacun est muni d'un plomb fusible en telle sorte que si l'un des éléments venait à se rompre, le reste de la batterie ne serait pas endommagé. Les tubes sont d'ailleurs interchangeables et se remplacent très rapidement.

PROTECTION DES MOTEURS DE TRAMWAYS.

Dans le même ordre d'idées de la protection des lignes, les condensateurs peuvent être employés pour la suppression des effets dangereux des extra-courants sur les moteurs de tramways au moment d'une rupture du circuit occasionnée, par exemple, lorsque le trôlet quitte le fil ou que les roues quittent la voie.

On a constaté que les surtensions provenant de ces ruptures pouvaient atteindre et même dépasser 5 à 6000 volts, tension souvent suffisante pour amener la rupture des isolants.

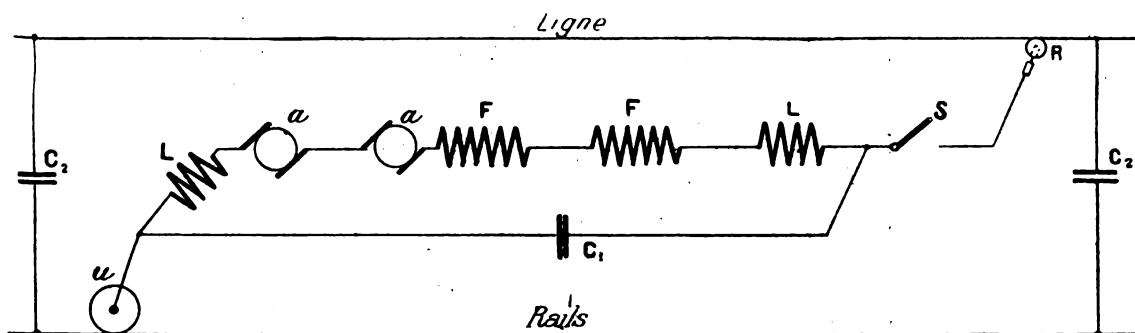


Fig. 10. — Montage d'une batterie de condensateurs pour la protection des moteurs de tramways.

Pour supprimer ces inconvénients, on peut intercaler dans le circuit des moteurs une petite bobine de self-induction et disposer une batterie de condensateurs aux bornes du circuit des moteurs comme le montre la figure 10. Dans ces conditions, tous les courants oscillatoires à haute fréquence, amorcés par les ruptures de circuit, passeront par la batterie sans pouvoir endommager les moteurs, celle-ci court-circuitant, en somme, le circuit des moteurs pour les courants de cette fréquence.

TÉLÉGRAPHIE SANS FIL, RAYONS X, HAUTE FRÉQUENCE.

Les condensateurs sont adoptés en télégraphie sans fil pour la syntonisation des appareils. Les bouteilles de Leyde employées encore jusque dans ces derniers temps sont aussi fragiles que les condensateurs plans à feuilles de papier ou de mica, elles ont néanmoins de grands défauts qui les rendent impropres à cette application.

Ces principaux défauts sont les suivants :

...

L'isolation entre les deux bords de l'armature est insuffisante, d'où décharge statique qui les met en communication par la surface du verre. L'épaisseur du col, qui constitue le point faible, est insuffisante et amène la destruction de l'appareil par perforation. L'adhérence entre les armatures et le verre est insuffisante, d'où vibrations communiquées aux couches gazeuses interposées et décollage des armatures.

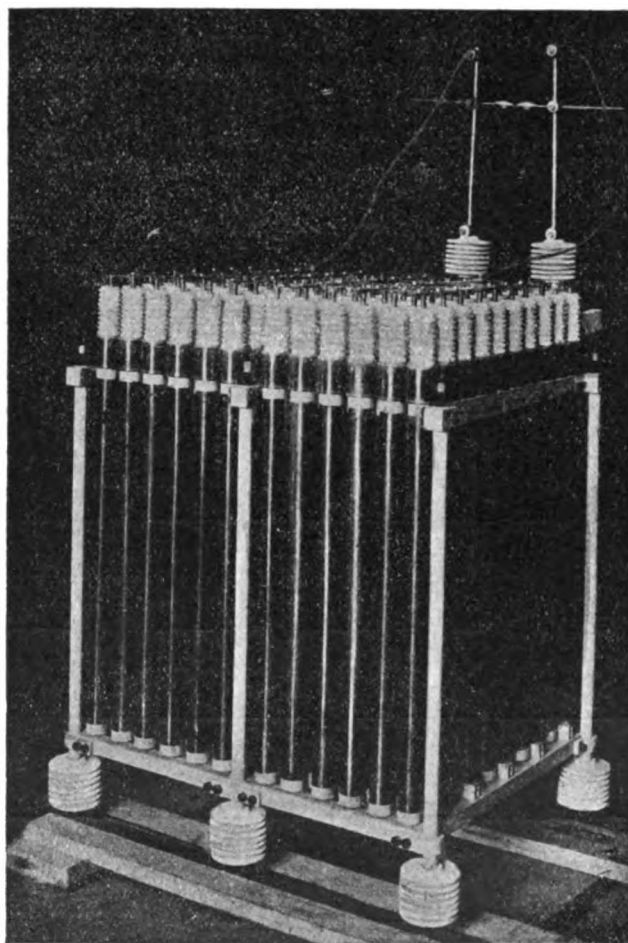


Fig. 11. — Batterie de condensateurs pour l'électrothérapie.

Enfin, étant donnée la grande intensité passant dans les armatures, l'échauffement de celles-ci est exagéré par suite de la difficulté de la dissipation de la chaleur produite.

Ces défauts sont complètement évités dans les condensateurs tubulaires et rendent par conséquent ceux-ci particulièrement commodes pour la télégraphie sans fil.

Ces condensateurs peuvent également être adoptés pour la production des rayons X avec emploi d'un transformateur et pour celle des courants de haute fréquence.

Il faut remarquer que l'on doit se servir alors de préférence des éléments avec enveloppe en laiton de façon à éviter les phénomènes de self-induction à cause de leur importance avec les fréquences élevées.

En ce qui concerne plus spécialement les courants de haute fréquence, la Société des

Condensateurs électriques a construit un type spécial de batterie dont les éléments sont montés sur des isolateurs en porcelaine et disposés sur un châssis en bois verni. Elles sont munies d'un éclateur réglable permettant d'obtenir toutes les longueurs d'étincelles compatibles avec le voltage pour lequel la batterie est construite.

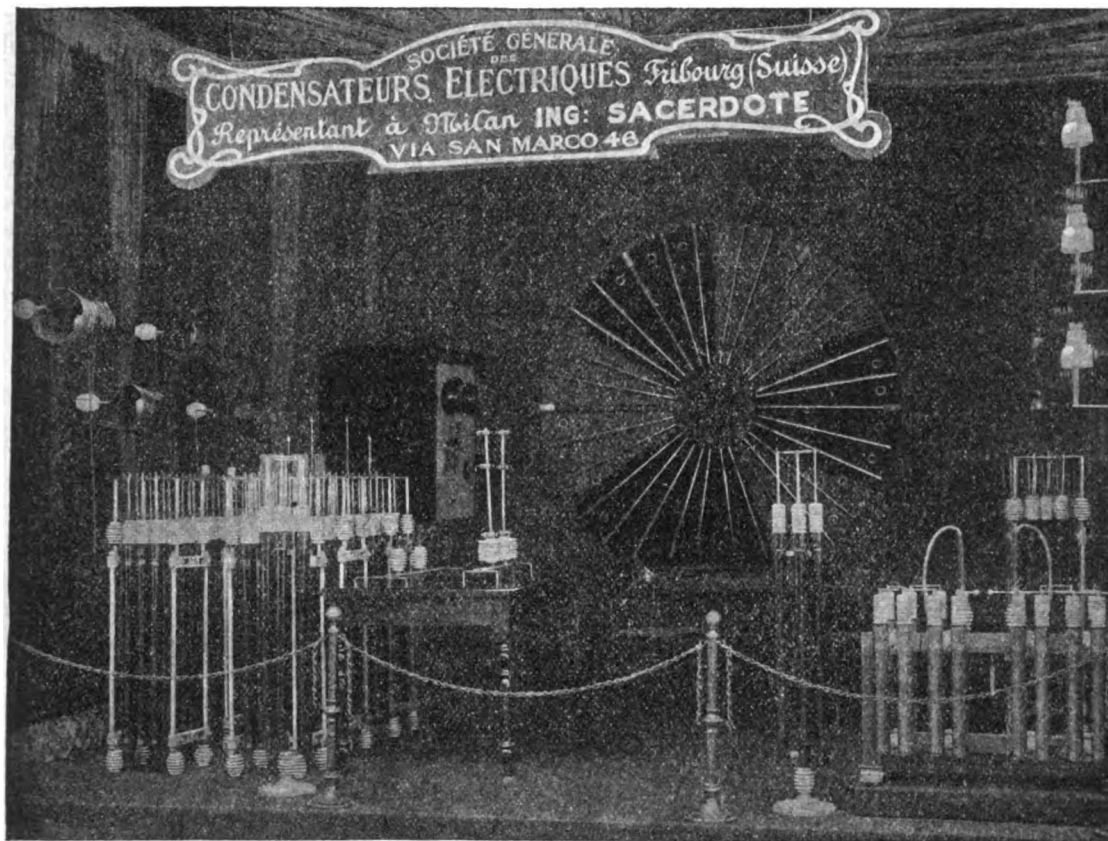


Fig. 12. — Stand de la Société générale des Condensateurs électriques à l'Exposition de Milan.

La figure 11 représente une batterie de ce genre avec 96 éléments montés en quantité.

En résumé les applications dont sont susceptibles les condensateurs à haute tension sont des plus diverses et justifient largement les recherches faites depuis quelques années sur ces appareils. Le succès obtenu avec ceux que nous venons de décrire, et dont un certain nombre de batteries ont figuré à l'Exposition de Milan (fig. 12), va permettre de réaliser ces applications dans une très large mesure.

C.-F. GUILBERT.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la tension disruptive de pellicules liquides minces placées entre des électrodes en platine iridié. — P.-E. Shaw. — *The Electrician*, 5 octobre 1906.

1° *Tension comprise entre 25 et 400 volts.*

Pour ces expériences, l'auteur a employé un micromètre particulier (fig. 1). Deux tiges A et B disposées sur une même ligne peuvent être

rapprochées l'une de l'autre par le jeu d'une vis micrométrique non représentée sur la figure : leur distance peut être lue et contrôlée jusqu'à $1/100\mu$ ($1/100000$ millimètres). Les divisions du micromètre sont de 1μ , et ces divisions, examinées au microscope, peuvent être divisées chacune en 100 parties.

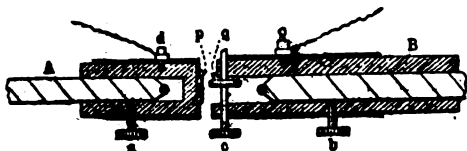


Fig. 1.

Sur A et B sont disposées deux enveloppes en ébonite serrées par des vis *a* et *b*. Une feuille d'acier est montée sur chaque enveloppe d'ébonite. Sur l'enveloppe de gauche est une plaque de platine iridié *p* et sur celle de droite est un disque de platine iridié *q* monté sur un axe. Le disque *q* ayant la section diamétrale d'une sphère, il touche la plaque *p* suivant un point quand on amène les deux en contact. La décharge se produit entre *p* et *q*. En faisant tourner *p* autour d'un axe horizontal A et *q* autour de l'axe horizontal perpendiculaire à B, on peut amener à chaque fois des surfaces fraîches de *p* et *q* en regard l'une de l'autre.

Des bornes *d*, *e* permettent de relier ces surfaces aux conducteurs d'une machine qui produit entre *p* et *q* une différence de potentiel convenable. Le circuit complet est représenté par la figure 2. Un circuit d'éclairage à 400 volts est

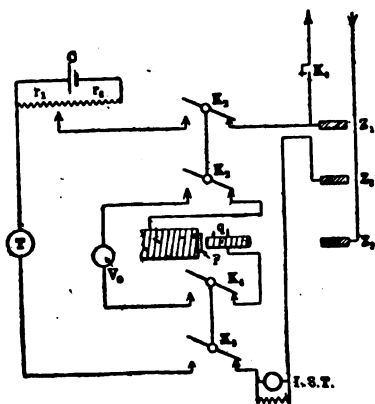


Fig. 2.

relié par la clé *K*₄ à une résistance liquide : la différence de potentiel totale existe entre les électrodes en zinc *Z*₁ et *Z*₃ : l'électrode *Z*₂ est mo-

bile et permet de faire agir sur l'appareil la différence de potentiel que l'on veut. Les conducteurs allant aux électrodes *Z*₂ et *Z*₃ sont isolés par des tubes en verre dans lesquels ils sont enfermés.

Quand les interrupteurs *K*₃, *K*₅ sont poussés vers la gauche et *K*₂, *K*₆ vers la droite, la différence de potentiel *V* agit sur le voltmètre *V*₃ ou bien sur les surfaces *p* et *q* suivant que les clés *K*₅ et *K*₆ sont fermées vers la droite ou vers la gauche. On modifie à volonté la valeur de *V* en déplaçant *Z*₂.

Un autre circuit, figuré à gauche sur le schéma, est mis en action lorsque l'on pousse vers la gauche *K*₂ et *K*₃, *K*₅ et *K*₆ étant fermés vers la droite. L'élément *C* a une résistance *r*₁, 100 ohms par exemple et une résistance *r*₂, 4000 ohms par exemple, en circuit. Le téléphone *T* est en circuit et fait entendre un son quand *p* et *q* sont en contact. Ce circuit est employé pour déterminer la portion de contact de *p* et *q*, la différence de potentiel entre ceux-ci étant faible, $1/40$ de volt par exemple. La décharge du circuit de droite, sous une différence de potentiel de 100 volts par exemple, se produit quand *p* et *q* sont séparés par un faible intervalle, mais la distance de décharge pour la tension de $1/40$ volt sur le circuit de gauche est tellement minime qu'elle peut être négligée. L'appareil peut être employé, dans son ensemble, pour l'étude des décharges dans les gaz, liquides ou solides.

Pour les liquides, on opère de la façon suivante. Les enveloppes recouvrant les points A et B sont enlevées ; les surfaces en platine iridié sont polies avec soin, puis les enveloppes sont replacées et on approche *p* et *q*. Une goutte du liquide à essayer est placée en *q* : quand *p* approche le liquide forme un pont entre les électrodes par capillarité. La tige B est déplacée lentement, et la couche de liquide entre les électrodes diminue d'épaisseur. Les interrupteurs *K*₂ et *K*₃ sont poussés vers la gauche ; *K*₅ et *K*₆ sont poussés vers la droite. Si *p* touche *q*, le téléphone *T* retentit : la surface *q* est alors reportée en arrière à une distance double ou triple de celle à laquelle l'étincelle jaillit probablement. Les interrupteurs *K*₂ et *K*₃ sont poussés vers la droite ; *K*₅ et *K*₆ sont poussés vers la gauche. La position de l'électrode *K*₂ est réglée de telle façon que le voltmètre indique la différence de potentiel désirée. *K*₅ et *K*₆ sont poussés vers la droite et

l'on approche lentement q : au moment de la décharge le téléphone LST fait entendre un son. On tourne les surfaces en regard p et q et l'on recommence. Un grand nombre de liquides ont été ainsi étudiés et ont donné les résultats indiqués par les tableaux I et II :

TABLEAU I

Longueur d'étincelles l en centièmes de micron.

DIFFÉRENCE DE POTENTIEL en volts.	l .				
	HUILE d'olive.	HUILE de lin.	HUILE de castor.	THÉRÉBENTINE	AIR
375	560	550	570	»	1,300
350	510	475	520	520	1,100
300	445	350	400	420	160, 250 480, 320
275	»	»	»	»	120
250	400	300	350	340	118
200	»	220	»	220	100
186	340	»	318	165	»
150	290	190	275	120	80
125	235	150	210	100	48
100	200	95	170	90	46
75	145	»	150	80	36
70	140	»	»	»	»
68	115	»	»	»	»
66	93	»	»	»	»
62	80	»	110	»	»
50	60	56	58	55	14
25	27	27	35	27	8
10	11	»	»	»	»

Toutes les expériences faites par différents auteurs sur la décharge dans les gaz ont montré qu'il y a une certaine incertitude dans les mesures. Les mêmes différences se retrouvent pour les liquides. Des substances solides ou des bulles très fines peuvent se trouver dans les liquides, ainsi que des traces d'eau, d'acide, d'alcali, ou de sels qui donnent lieu à des phénomènes d'électrolyse et modifient la distance de décharge.

Les résultats obtenus par l'auteur sont les suivants :

1° Les liquides isolants ne diffèrent pas beaucoup les uns des autres au point de vue de la rigidité diélectrique, qui est comprise entre 110 volts par micron et 70 volts par micron.

2° Quelques liquides présentent une variation particulière du gradient de potentiel pour des

distances comprises entre 1μ et 2μ . L'huile de castor, l'huile d'olive et la paraffine appartiennent à cette catégorie.

TABLEAU II

DIFFÉRENCE DE POTENTIEL en volts.	l .						
	HUILE de paraffine.	HUILE de trans- formateur.	HUILE de cabloud.	PENTANE	HEXANE	HEPTANE	OCTANE
390	»	»	450	»	»	»	»
345	»	»	395	400	260	320	350
300	»	»	350	250	»	260	310
250	»	»	290	220	220	275	»
200	»	350	»	170	220	235	240
175	350	»	»	»	»	»	»
150	300	210	175	145	170	140	180
125	220	170	150	»	»	»	»
100	180	110	120	90	150	100	105
75	155	80	»	»	»	»	»
62	125	»	»	»	»	»	»
56	95	»	»	»	»	»	»
50	75	70	50	50	80	50	»
25	38	»	»	»	»	»	»

3° Tous les liquides isolants présentent une plus grande rigidité électrostatique que l'air pour des différences de potentiel supérieures à 300 volts : pour des différences de potentiel inférieures à ce chiffre, ils ont une rigidité diélectrique inférieure à celle de l'air.

4° Les résultats pour une série homologue d'hydrocarbures ne présentent pas une simple relation entre la comparaison chimique et la rigidité diélectrique ; les différences trouvées proviennent d'impuretés accidentelles.

5° Tandis que, dans les gaz, on trouve toujours une portion de courbe horizontale, il n'y a pas, dans les liquides, d'angle net dans la courbe entre 25 et 400 volts, à moins que la région voisine de 60 volts dans l'huile de castor, l'huile d'olive et la paraffine soit de cette nature.

6° On ne peut pas observer de relation simple entre la rigidité diélectrique et la capacité inductive spécifique dans les liquides.

La température dans ces expériences était comprise entre 15° et 18° centigrades.

R. R.

Détermination expérimentale de l'exposant d'hystérésis. — E.-L. Weber. — *Electrical World*, 29 septembre 1906.

Dans un transformateur statique avec circuit secondaire ouvert, le flux magnétique dans le noyau varie proportionnellement à la f. é. m. imprimée et inversement proportionnellement à la fréquence. Les pertes par courants de Foucault variant directement comme le carré du produit de l'induction par la fréquence, il en résulte que, pour une f. é. m. constante, les pertes par courants de Foucault ne varient pas quand on modifie la fréquence. Par suite, toute variation des pertes dans le fer produite par une modification de fréquence, quand la valeur efficace et la forme d'onde de la f. é. m. sont maintenues constantes, peut être attribuée uniquement à une variation des pertes par hystérésis.

Les pertes par hystérésis varient directement comme le produit de la puissance première de la fréquence par une certaine puissance de l'induction. De la valeur de cette dernière puissance, nommée exposant d'hystérésis, dépend l'amplitude des variations des pertes dans le fer avec la variation de fréquence, et l'on peut recourir à cette variation des pertes dans le fer pour déterminer l'exposant d'hystérésis. Soient f_1 , f_2 et f_3 trois fréquences différentes, et W_1 , W_2 et W_3 les pertes correspondantes dans le fer. On peut établir les relations exactes suivantes :

$$\frac{W_3 - W_1}{W_2 - W_1} = \frac{(f_1/f_3)^a - 1}{(f_1/f_2)^a - 1},$$

(1 + a) étant égal à l'exposant d'hystérésis.

Par exemple, pour les fréquences 30, 45 et 60, on peut écrire les égalités suivantes :

$$\frac{W_{30} - W_{60}}{W_{45} - W_{60}} = \frac{2^a - 1}{1,33^a - 1}$$

$$\frac{W_{45} - W_{60}}{W_{30} - W_{60}} = \frac{1,33^a - 1}{2^a - 1}.$$

L'équation générale ainsi obtenue est de la forme

$$c = (b^x - 1)/(d^x - 1),$$

dans laquelle c est une constante déterminée par les rapports des différences des pertes dans le fer, b et d étant le rapport des fréquences et $x + 1$ l'exposant d'hystérésis.

La résolution de cette équation est longue et ennuyeuse. Pour obtenir une solution rapide du problème, l'auteur a construit un certain nombre de courbes avec c en abscisses et x en ordon-

nées pour les valeurs suivantes : courbe C_1 , $b = 1,33$, $d = 1,5$; courbe C_2 , $b = 1,33$, $d = 2$; courbe C_3 , $b = 1,33$, $d = 3$; courbe C_4 , $b = 1,5$, $d = 2$; courbe C_5 , $b = 1,5$, $d = 3$; courbe C_6 , $b = 2$, $d = 3$; courbe C_7 , $b = 2$, $d = 4$; courbe C_8 , $b = 3$, $d = 6$. Ces courbes sont représentées par la figure 1 et indiquent en ordonnées les valeurs de c et en abscisses les valeurs de x .

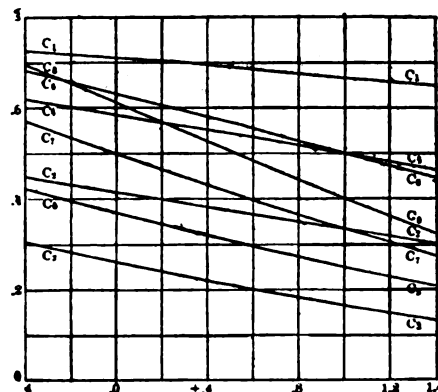


Fig. 1.

Il y a lieu de noter que, pour obtenir de bons résultats, il faut choisir de grands rapports de fréquences, tels que 1, 2 et 4 ou 1, 3 et 6. Le facteur c étant déduit des différences de lectures au wattmètre, peut aussi être déterminé plus exactement si l'on choisit de grands rapports de fréquences. Si les fréquences employées ne correspondent pas aux rapports pour lesquels les courbes ont été tracées, on interpole une courbe pour ces fréquences en déterminant les valeurs de c pour $x + 1$ et $x = 0,5$ et en traçant une droite par ces deux points, les courbes étant pratiquement des droites entre les limites de leur emploi dans les essais de transformateurs.

Comme exemple de l'emploi de ces courbes, l'auteur suppose que, avec des fréquences de 60, 90 et 120 périodes par seconde, on ait trouvé, pour une f. é. m. constante, des pertes dans le fer de 18,71, 15,72 et 13,97 watts. La formule est

$$\begin{aligned} \frac{W_{90} - W_{120}}{W_{60} - W_{120}} &= \frac{(120/90)^x - 1}{(120/60)^x - 1} \\ \frac{15,72 - 13,97}{18,71 - 13,97} &= \frac{1,33^x - 1}{2^x - 1} \\ 0,369 &= \frac{1,33^x - 1}{2^x - 1} \end{aligned}$$

Avec ces fréquences, on se sert de la courbe C_4 . Au point où c a pour valeur 0,369, x est égal à 0,55 : l'exposant d'hystérésis est donc 1,55.

R. R.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Étude des courants de Foucault dans les tôles de fer. — A. Kuhns. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 27 septembre 1906.

Les pertes qui se produisent dans une bande de tôle soumise à l'action d'un champ alternatif se composent des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault. Si le champ est produit par une bobine parcourue par un courant alternatif, on peut, par des mesures wattmétriques, déterminer assez simplement et exactement la grandeur de ces pertes dans le fer, car elles doivent être couvertes par le courant dans la bobine. D'après la formule de Steinmetz, la perte en watts E par centimètre cube est exprimée par une formule de la forme

$$P = (\eta p B_{\max}^{1.6} + \xi p^2 B_{\max}^2) 10^{-7}. \quad (1)$$

Les lettres η et ξ désignent des constantes, p désigne la fréquence et $B_{\max}$ l'induction maxima dans le fer. En divisant les deux membres par la fréquence, on a pour chaque cycle

$$P/p = (\eta B_{\max}^{1.6} + \xi p B_{\max}^2) 10^{-7}. \quad (2)$$

En déterminant la valeur de P/p pour une même valeur de $C_{\max}$ à différentes fréquences, on peut obtenir séparément les deux formes du second membre et déterminer la valeur des coefficients η et ξ .

L'expression $\eta p B_{\max}^{1.6}$ représente la perte par hystérésis : on sait que η n'est pas toujours une constante et varie pour les différentes sortes de fer.

Gumlich et Rose (*) ont trouvé, contrairement à d'autres observateurs, que, tout au moins pour des inductions supérieures à 8000, le coefficient η déterminé par des mesures wattmétriques a une valeur identique à celle trouvée par des mesures statiques. En d'autres mots, ils ont trouvé que, dans l'équation (1), le terme croissant avec p ne dépend que de l'hystérésis du fer. Pour des inductions inférieures à 8000, les écarts attei-

gnent 4 %, les valeurs wattmétriques étant plus grandes que les valeurs statiques.

Pour le terme de l'équation (1) croissant avec p^2 , on admet généralement que ce terme représente les courants de Foucault existant dans le fer. D'après l'étude de Gumlich et Rose, il n'en est pas ainsi : au contraire, ces expérimentateurs trouvent que l'expression $\xi p^2 B_{\max}^2$ contient, outre une part provenant des courants de Foucault, une autre part provenant peut-être de l'hystérésis, car ils ont obtenu pour ξ des valeurs variables avec $B_{\max}$.

Il était donc désirable qu'une étude complète fût faite sur ce sujet afin d'obtenir une base certaine pour le calcul du terme croissant avec p^2 . Cela semblait d'autant plus utile que les observations sur ce sujet ont été peu nombreuses.

Comme l'a indiqué Rössler en 1895, ξ a pour une seule et même tôle des valeurs différentes quand on modifie la forme de la tension alternative agissant sur la bobine magnétisante. Il a trouvé que la valeur de ξ dépend du facteur de forme α de cette tension agissante, et que l'on peut écrire :

$$\xi = \xi' \alpha^2. \quad (3)$$

Le facteur de forme dont il s'agit est le rapport de la tension efficace d'une demi-période de la courbe de tension alternative à la tension moyenne dans ce même intervalle. Cette relation entre ξ et α a été confirmée par d'autres observateurs ; en tout cas, on peut, pour de faibles variations de α (1 à 2 %), comme celles existant dans les expériences dont il va être question, considérer cette relation comme rigoureuse.

En outre, on sait que ξ dépend d'une façon importante de l'épaisseur d des tôles. Des données exactes ont été publiées à ce sujet par Benischke, Mordey et Hansard, Epstein. Le premier de ces auteurs trouve une proportionnalité exacte entre ξ et d^2 : les autres trouvent des écarts plus ou moins importants par rapport à cette loi, ξ croissant plus lentement que d^2 .

Un troisième facteur qui influe sur les grandeurs de ξ est la résistance spécifique ρ des tôles de fer. Cette résistance ρ variant fortement avec la température dans les tôles ordinaires, on peut déterminer, dans certaines limites, cette relation par des mesures des pertes à différentes températures. Si l'expression $\xi p^2 B_{\max}^2$ ne représentait que des courants de Foucault, ξ devrait diminuer comme la conductibilité du fer pour

(*) *Éclairage Électrique*, tome XLIII, 3 juin 1905, page 347.

des températures croissantes : ce coefficient devrait donc être proportionnel à $1/\rho$. Benischke a trouvé effectivement que, entre les limites de température employées dans ses expériences, le coefficient ξ est proportionnel à $1/\rho$, de sorte que l'on peut réduire à une même température l'expression $\xi \rho^2 B_{\max}^2$, de la façon indiquée plus loin.

La résistance spécifique des tôles de fer ordinairement employées, ou tôles de dynamos, varie pour des tôles de différentes provenances entre 0,11 et 0,14 : en moyenne on peut prendre 0,13. Le coefficient de température s'élève à 0,45 % en chiffres ronds.

On a cherché à réduire les pertes dans le fer en donnant à ce métal une résistance spécifique élevée. Dans cet ordre d'idées, la maison Capito et Klein est arrivée à établir une tôle de fer présentant une résistance spécifique de 0,50 à 0,60 ohms en moyenne : ces tôles sont formées d'un alliage dont le coefficient de température a pour valeur 0,1 % seulement. Outre sa haute résistance spécifique, cette tôle se distingue par un très faible coefficient d'hystérésis : la valeur de η est de 0,0007 à 0,0008 au lieu de 0,0011 à 0,0012, valeurs présentées par de très bonnes tôles de dynamos. Le chiffre des pertes de ces tôles de 0^{mm},35 d'épaisseur, qui ne présentent pas le phénomène du vieillissement, a pour valeur 1,8 watt par kilogramme, tandis que, dans les tôles des dynamos, on doit compter sur 3,2 watts.

L'étude des deux sortes de tôles a permis de suivre, à côté de l'influence de l'épaisseur d , l'influence de la résistance spécifique ρ . On lamina des tôles de différentes épaisseurs en fer des deux sortes et on les étudia dans un appareil d'Epstein. Les tableaux I et II indiquent les constantes des différents échantillons.

Les poids spécifiques σ furent obtenus par pesée des tôles dans l'air et dans l'eau. La détermination de ρ avait lieu sur des bandes de tôle de 0^{cm},5 de largeur et 27 centimètres de longueur : on déterminait par des mesures de courant et de différence de potentiel la résistance de 20 centimètres de longueur de cette bande : ensuite, connaissant la section de la bande de tôle, on pouvait facilement calculer la résistance spécifique ρ . Cette section, ainsi que celle des échantillons employés dans l'appareil d'Epstein, était déterminée par des pesées.

Des sections de fer observées pour les paquets

de tôle employés dans l'appareil d'étude, on déduisait les épaisseurs d indiquées dans la colonne 2 des tableaux I et II. De cette façon on obtenait pour l'épaisseur d une valeur moyenne certaine : avec un micromètre, on trouvait quelques différences entre plusieurs bandes d'un même échantillon. Les valeurs moyennes de l'épaisseur obtenue avec le micromètre ont été en moyenne de 0^{mm},01 à 0^{mm},05 plus fortes que les valeurs trouvées par pesée.

TABLEAU I
Échantillons de tôles de dynamos.

1 NUMÉRO de L'ÉCHANTILLON	2 ÉPAISSEUR d EN MM.	3 POIDS SPÉCIFIQUE σ	4 RÉSISTANCE SPÉCIFIQUE ρ
73	0,289	7,83	0,130
39	0,831	7,73	0,137
36	0,449	7,74	0,132
116	0,452	7,80	0,113
61	0,502	7,79	0,130
74	0,535	7,79	0,136
104	0,841	7,77	0,130
126	0,982	7,77	0,130
47	1,077	7,83	0,128
75	1,137	7,83	0,136

TABLEAU II
Échantillons de tôles Capito et Klein.

1 NUMÉRO de L'ÉCHANTILLON	2 ÉPAISSEUR d EN MM.	3 POIDS SPÉCIFIQUE σ	4 RÉSISTANCE SPÉCIFIQUE ρ
103	0,289	7,54	0,462
30	0,330	7,55	0,469
32	0,497	7,54	0,500
102	0,622	7,60	0,505
268	0,960	7,57	0,502
101	1,156	7,63	0,503

Les études wattmétriques étaient faites avec l'appareil de Epstein sous sa nouvelle forme, qu'ont décrit Gumlich et Rose. Les tôles de fer à étudier, d'un poids de 10 kilogrammes en chiffres ronds, sont découpées en bandes de 3×50 centimètres réunies en quatre paquets de $3 \times 3 \times 50$ centimètres. Dans ces paquets maintenus par un ruban isolant, les bandes de tôle sont séparées

les unes des autres et isolées par du papier de soie, afin d'éviter la production de courants de Foucault. Chaque paquet est introduit dans une bobine magnétisante et l'ensemble forme un rectangle constituant un circuit fermé qui ne contient pas d'autre fer. Les bobines magnétisantes recouvrent presque la totalité de la longueur des paquets de tôles, pour éviter autant que possible la dispersion. Il est nécessaire de fixer bien solidement les tôles au moyen de serre-joints en bois, sans quoi il en résulte une vibration et un bourdonnement des tôles qui correspondent à un travail mécanique et, par suite, à une consommation d'énergie électrique. L'enroulement de chaque bobine de l'appareil d'Epstein comprend 150 tours de deux fils de cuivre en parallèle de 7 millimètres carrés chacun. Pour les mesures, les quatre bobines sont reliées en série : le nombre de tours actifs est donc de 600 pour tout l'appareil. La résistance ohmique de ce dispositif est d'environ 0,16 ohm à 20°.

Le schéma des connexions employées est représenté par la figure 1. M représente la source

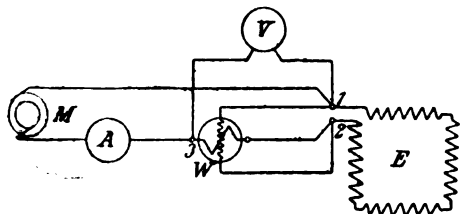


Fig. 1.

de courants alternatifs, A un ampèremètre, V un voltmètre et W un wattmètre : E représente l'appareil à étudier les tôles. Le courant alternatif employé était produit par une commutatrice : la différence de potentiel produite était variable entre 30 et 150 volts. Le facteur de forme α , mesuré par la méthode de Rose et Kühns, avait les valeurs suivantes :

	α
A vide..	1,11
pour $B_{\max} = 6\ 000$	1,11
— — 10 000.. . . .	1,12
— — 15 000.. . . .	1,13

La vitesse de rotation de la commutatrice pouvait être modifiée entre 600 et 1800 tours par minute ; on pouvait obtenir ainsi des courants de 20 à 60 périodes par seconde. Pour

déterminer la vitesse de rotation et la fréquence ν , on employait un tachymètre de Horn avec un diamètre d'échelle de 75 millimètres ; pour les vitesses comprises entre 400 et 1600 tours par minute, les lectures étaient exactes à ± 1 tour près.

La température des tôles placées dans l'appareil d'essais était mesurée au moyen d'un thermomètre placé à l'extérieur des bobines magnétisantes. Un épais revêtement d'ouate empêchait l'action de l'air environnant. Le courant et la tension étaient mesurés au moyen d'appareils de précision Hartmann et Braun dont les indications sont indépendantes de la forme de courbe et de la fréquence. Il ne se produisait pas de déplacement du zéro pendant une série d'essais. L'ampèremètre avait deux graduations pour 2 et 10 ampères ; le voltmètre avait trois graduations pour 30, 75 et 150 volts.

L'énergie consommée était mesurée avec un wattmètre de précision Siemens et Halske pour 2,5 et 5 ampères. Même pour la valeur 0,5 du facteur de puissance, on obtenait encore des déviations importantes. On faisait subir aux déviations du wattmètre les corrections nécessaires dues à la self-induction dans le circuit de tension.

Les indications rigoureuses de l'ampèremètre, du voltmètre et du wattmètre sont désignées par J, E' et W'. Il faut alors faire subir à E' et à W' des corrections permettant de déduire de la différence de potentiel E' entre les points 1 et 3 la force contre-électromotrice de self-induction E de l'appareil d'essais et de déduire de la perte W' la perte réelle dans le fer W. En désignant par ω_1 la résistance du circuit de tension du wattmètre, par ω_2 la résistance de l'appareil de Epstein entre les points 1 et 2, et par ω_3 la résistance entre 2 et 3, bobine d'intensité du wattmètre et conducteurs d'amenée, on calcule E et W d'après les équations suivantes :

$$E = E' - J(\omega_2 + \omega_3) \cos \varphi \quad (4)$$

$$W = W' - (E^2/\omega_1) - J^2\omega_2; \quad (5)$$

φ est le décalage entre E' et J, donné par l'équation :

$$\cos \varphi = E'/J.$$

Généralement $\cos \varphi$ était compris entre 0,10 et 0,20 : pour des tôles plus épaisses il était compris entre 0,20 et 0,30.

Les termes de correction ne sont ainsi qu'ap-

proximatifs, mais sont calculés avec une exactitude suffisante. Par exemple, la correction de tension $J(\omega_2 + \omega_3) \cos \varphi$ est inférieure à 1 % de E' : ce n'est que dans des cas défavorables, pour de faibles inductions qu'elle atteint 2 % de la valeur de E' . L'erreur commise sur E est plus petite que 0,1 à 0,2 %. De même, on peut voir que l'erreur commise sur W est inférieure à 0,5 %.

D'après la valeur de la tension, on calculait l'induction maxima $B_{\max}$ dans le fer au moyen de la formule :

$$B_{\max} = \frac{10^8}{4\pi n x} \cdot \frac{E}{p}, \quad (6)$$

s représentant la section des échantillons de fer en centimètres carrés, déterminée par des pesées, $n=600$ représentant le nombre de tours des bobines magnétisantes.

L'équation (1) donne les pertes totales P en watts par centimètres cubes de fer. Dans ce qui suit, on calcule les pertes par kilogramme de fer, que l'on désigne par P_{kgf} . On doit donc poser :

$$P_{\text{kgf}} = P (1000/\sigma). \quad (7)$$

Soit G le poids de l'échantillon étudié en kilogrammes ; on trouve :

$$P_{\text{kgf}} = W/G \quad (8)$$

$$P_{\text{kgf}} = (1000/\sigma) (\tau \cdot p \cdot B_{\max}^{1.6} + \xi p^2 B_{\max}^2) 10^{-7}. \quad (9)$$

En divisant par p on trouve l'équation d'une droite :

$$\frac{P_{\text{kgf}}}{p} = \left(\frac{1000}{\sigma} \tau B_{\max}^{1.6} + \frac{1000}{\sigma} \xi p B_{\max}^2 \right) 10^{-7} \quad (10)$$

en supposant que la valeur de $B_{\max}$ soit maintenue constante.

On détermina d'abord sur une série d'échantillons les valeurs des pertes totales dans le fer P_{kgf} en fonction de $B_{\max}$, pour trois fréquences différentes $p=20$, $p=35$ et $p=50$, et on porta les résultats graphiquement dans un système de coordonnées rectangulaires. De ce groupe de courbes, on déduisit les valeurs de P_{kgf} pour des inductions déterminées ($B_{\max}=16000$, 14000 , etc.). On obtient alors pour chaque induction trois valeurs de P_{kgf} , que l'on doit diviser par la fréquence correspondante p pour obtenir les valeurs de la fonction (P_{kgf}/p) . On porte ces valeurs en fonction de la fréquence p . Les valeurs correspondant à une même induction sont alors sur une droite d'après l'équation (10).

Chaque droite coupe sur l'axe des ordonnées un segment dont la valeur a peut être calculée au moyen de l'équation (10) et est la suivante :

$$a = (1000/\sigma) \tau B_{\max}^{1.6} 10^{-7}. \quad (11)$$

Si l'on mène par l'extrémité A de ce segment une parallèle à l'axe p et si l'on abaisse du point C (fig. 2) la perpendiculaire CB , la grandeur b est donnée par l'expression

$$b = (1000/\sigma) \xi p B_{\max}^2 10^{-7}. \quad (12)$$

Les valeurs directement observées de P_{kgf}/p s'écartent généralement d'une droite, la température du fer allant en croissant pendant la mesure et provoquant une diminution des courants

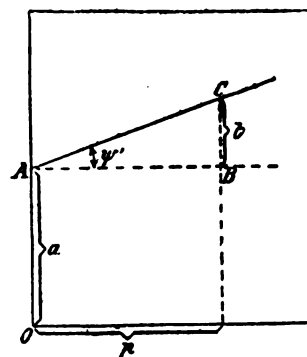


Fig. 2.

de Foucault. On reliait donc d'abord approximativement par une droite trois points correspondants, et l'on obtenait ainsi une valeur approchée b' au lieu de b . Cette valeur approximative était employée de la façon suivante pour corriger la valeur directement observée de P_{kgf}/p . La température de l'échantillon lue au thermomètre étant t° , on formait, pour les tôles de dynamo, la valeur

$$+ (t - 30) \cdot 0,0045 b'$$

et, pour les tôles en alliage, la valeur :

$$+ (t - 30) \cdot 0,001 b'.$$

Les coefficients 0,0045 et 0,001 sont les résistances spécifiques des deux sortes de fer. En effectuant ces corrections, on réduisait les courants de Foucault à la température de 30° . Mais il semble avantageux de les réduire en même temps à des valeurs arrondies de la résistance spécifique : ces valeurs furent choisies égales à 0,130 pour la sorte B et à 0,500 pour la sorte A. Les valeurs b ainsi réduites doublement et plus

appropriées à des comparaisons étaient les suivantes :

Pour les tôles de dynamo :

$$[1 + (t - 30) \cdot 0,045] b' (p/0,130)$$

Pour les tôles en alliage spécial :

$$[1 + (t - 30) 0,01] b' (p/0,500).$$

Les valeurs de ρ sont les résistances spécifiques à 30° indiquées dans les tableaux. Les points corrigés ainsi obtenus sont très exactement sur une ligne droite, même pour la tôle la plus épaisse n° 75 ($d = 1^{\text{mm}}, 137$).

Les expériences de l'auteur confirment donc, pour des tôles ayant jusqu'à $1^{\text{mm}}, 2$ d'épaisseur et des fréquences jusqu'à 60 périodes par seconde, les résultats d'Epstein, Rössler et Gumlich et Rose, qui avaient trouvé une relation linéaire entre K_{gr}/p et p . Dans différentes expériences faites avec des fréquences de 20, 30, 40, 50 et 60 périodes par seconde, l'auteur a toujours trouvé très exactement une droite.

La tangente de l'angle directeur ψ' de la droite représentée sur la figure 2 est donnée par l'équation :

$$\begin{aligned} \text{tg } \psi' &= b/p \\ \text{tg } \psi' &= (1000/\tau) \cdot \xi \cdot B_{\text{max}}^2 \cdot 10^{-7}. \end{aligned} \quad (13)$$

ξ , comme on l'a déjà fait remarquer, dépend du facteur de forme α de la tension alternative. Pour des valeurs constantes de B_{max} , la machine à courant alternatif employé donnait un facteur de forme constant. Si l'on veut comparer entre elles les valeurs de ξ pour différentes valeurs de B_{max} , il est bon de réduire $\text{tg } \psi'$ à une valeur fixe de α , avantageusement $\alpha = 1,11$, facteur de forme de la tension sinusoïdale. D'après l'équation (3), on peut écrire :

$$\text{tg } \psi' = (1000/\tau) \xi' \cdot \alpha^2 \cdot B_{\text{max}}^2 \cdot 10^{-7}. \quad (14)$$

On obtient la valeur $\text{tg } \psi$ valable pour la forme sinusoïdale au moyen de l'équation :

$$\begin{aligned} \text{tg } \psi &= \text{tg } \psi' (1,11^2/\alpha^2) \\ \text{tg } \psi &= (1000/\tau) \xi' \cdot 1,11^2 \cdot B_{\text{max}}^2 \cdot 10^{-7}. \end{aligned} \quad (15)$$

En portant en abscisses les valeurs de B_{max}^2 et en ordonnées les valeurs de $\text{tg } \psi$, on trouve pour chaque tôle une droite passant par l'origine. Ces observations montrent donc que le terme dépendant de p^2 dans les pertes totales du fer est proportionnel à B_{max}^2 , ou, en d'autres mots, que le coefficient de Steimetz est indépendant de B_{max} .

(A suivre.)

B. L.

Sur le nombre de pôles de commutation. — M. Breslau. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 27 septembre 1906.

On a souvent essayé de ne pas employer autant de pôles auxiliaires qu'il y a d'intervalles entre les pôles principaux, et de réduire le nombre de ces pôles à la moitié ou même moins. Les expériences ont donné de bons résultats, et le Pr Arnold a indiqué les avantages théoriques qui résultent de ce dispositif (1).

Evidemment, il ne peut s'agir ici que d'avantages économiques, résidant dans l'économie de cuivre et dans l'économie de main-d'œuvre, et il ne peut être question d'avantages se rattachant à la commutation.

D'après Arnold, l'avantage de cette compensation partielle, comme on peut l'appeler par abrégé, est qu'il suffit de compenser la moitié seulement des ampère-tours AW_2 de l'induit. Ceux-ci constituant de beaucoup la plus grande partie des ampère-tours à placer sur les pôles de commutation, on comprend pourquoi le nombre total des ampère-tours n'est pas réduit à la moitié, mais au $2/3$ de la valeur primitive, quand on emploie la compensation partielle.

Mais, pour un même échauffement, c'est-à-dire pour une même valeur des pertes d'énergie pour le pôle auxiliaire, la dépense de cuivre croît avec le carré des ampère-tours : l'économie de cuivre réalisée est donc importante.

Les ampère-tours du pôle auxiliaire se composent des ampère-tours nécessaires pour compenser les ampère-tours AW_2 et des ampère-tours supplémentaires AW_N nécessaires pour surmonter la tension de réactance. D'après les hypothèses d'Arnold, la valeur de AW_N est doublée pour le pôle bobiné, lorsqu'on emploie la compensation partielle, ce qui est évident puisque la tension de réactance se produit aux deux balais, tandis que la tension supplémentaire n'est produite que par un pôle et doit, par suite, être deux fois plus grande.

L'auteur montrera plus tard qu'en fait, les conditions sont moins favorables, avec la compensation partielle, et qu'il faut réellement plus du double des ampère-tours supplémentaires : pour les considérations approximatives qui sui-

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLVIII, 22 septembre 1906 p. 463.

vent, il suffit d'admettre que la valeur de ces ampère-tours est doublée.

L'expérience montre que les ampère-tours supplémentaires ont une valeur égale à 25 à 30 % des ampère-tours AW_1 de l'induit, c'est-à-dire que, quand $AW_1 = 1$, on a $AW_N = 0,25$ pour le pôle auxiliaire avec compensation complète. Pour la compensation partielle, on a, pour $AW_1 = 1$, $AW_N = 0,5$. On doit donc, dans le premier cas, employer sur le pôle bobiné 1,25 ampère-tours et, dans le second cas, 1,50 ampère-tours : dans ce dernier cas, le nombre de pôles bobinés est moitié moins considérable. Dans le cas de la compensation complète, on aurait donc en tout 2,5 ampère-tours et, dans le cas de la compensation partielle, 1,5 ampère-tours : l'économie apparente est de 60 %, ce qui concorde avec le chiffre de 65 % indiqué par Arnold.

En fait, cette économie n'est qu'apparente car on n'a pas tenu compte que, par suite du doublement des flux, il faut doubler la section de fer du pôle, si l'on veut obtenir une machine de même qualité, au point de vue de la surcharge, que la machine correspondante à compensation complète. L'augmentation de section ne pouvant, en général, être obtenue que par un allongement du pôle dans le sens axial, la longueur moyenne d'un tour sera à peu près doublée, ou, dans le cas le plus favorable où l'on pourra augmenter également la longueur axiale et la longueur du pôle, elle sera 1,4 fois plus grande que précédemment. La dépense de cuivre pour un échauffement donné étant aussi proportionnelle au carré de la longueur moyenne d'un tour, les poids de cuivre du pôle auxiliaire seront entre eux comme $1,25^2 \times 2$ à $1,5^2 \times 1,4^2$ ou comme 3,14 à 4,5. Donc, même dans ces conditions exceptionnellement favorables, l'économie de cuivre est négative.

En fait, cet avantage en faveur de la compensation complète est encore plus sensible si l'on se rappelle que le calcul précédent repose sur le doublement de AW_N , tandis que, en réalité, on n'a pas seulement à surmonter le double de la tension de réactance, quand on emploie la compensation partielle, mais aussi le flux de l'induit se développe normalement dans les espaces interpolaires où il n'y a pas de pôle de commutation. L'influence de ce flux pour la formation de tensions de court-circuit nuisibles peut être considérée comme égale à la tension

de réactance elle-même : ce n'est donc plus le double des ampère-tours supplémentaires et, par suite, du champ supplémentaire, de la section du pôle et de la longueur moyenne qu'il faut considérer, mais 2,5 fois la valeur précédente. A cela s'ajoute encore que ce champ supplémentaire doit passer dans l'entrefer existant sous les pôles principaux, et, pour cela, il faut encore des ampère-tours supplémentaires.

Les conditions de dispersion sont aussi plus défavorables.

Si l'on tient compte de toutes les conditions, on trouve qu'il ne faut pas s'attendre à une économie de matériaux actifs ; par contre l'incertitude dans l'avant-projet est beaucoup plus grande, parce que le champ de l'induit dans les espaces interpolaires ne contenant pas de pôle supplémentaire est difficile à évaluer, et parce que les conditions de commutation sont plus mauvaises à cause de l'augmentation de la distorsion du champ et la dissymétrie est plus grande.

Les expériences citées prouvent peu de chose, car les propriétés des balais de charbon donnent beaucoup de latitude avant la formation d'étincelles. Il se peut aussi que la section des pôles ait été choisie trop grande de prime abord, d'où est résulté l'emploi d'une trop grande quantité de cuivre avec la compensation complète. Toutefois l'étude théorique et pratique par laquelle le P^r Arnold a montré la possibilité d'employer un moins grand nombre de pôles auxiliaires présente une réelle importance pratique, car bien souvent des raisons de construction empêchent de placer autant de pôles auxiliaires que de pôles principaux.

R. V.

Alternateurs à grande vitesse et à basse fréquence. — *Electrical World*, 29 septembre 1906.

Dans le type ordinaire d'alternateurs d'induction, on est obligé d'employer au moins 2 pôles à chaque extrémité de l'inducteur pour assurer l'équilibre mécanique. Si une telle machine a au moins quatre pôles et si elle doit produire du courant à 25 périodes, elle ne peut pas tourner à une vitesse supérieure à 750 tours par minute. Quand les alternateurs doivent être accouplés à des turbines à vapeur, cette vitesse est trop faible. Deux brevets récents délivrés à M. Kelsey et à M. Rushmore indiquent des méthodes permettant de construire des alternateurs à induc-

teurs à deux pôles seulement avec un bon équilibre mécanique, pouvant par conséquent produire une fréquence de 25 périodes par seconde en tournant à 1 500 tours par minute.

Le dispositif Kelsey consiste en un inducteur muni d'une seule projection hélicoïdale. La machine n'ayant qu'une seule projection polaire ne donne qu'un cycle de courant à chaque tour ; la disposition hélicoïdale de cette projection permet l'équilibrage mécanique.

Dans le dispositif Rushmore, l'inducteur est muni, à chacune de ses extrémités, d'une projection hélicoïdale, les deux hélices présentant des pas inverses. Les bobines de l'induit sont placées dans des encoches en hélice dans les anneaux de tôle du stator ; les bobines inductrices sont placées au milieu du stator entre les deux anneaux de tôle constituant l'induit. Ces bobines inductrices aimantent l'inducteur de telle façon que l'une des projections hélicoïdales ait une polarité nord et l'autre une polarité sud. Les projections hélicoïdales agissent comme un ventilateur et font circuler un violent courant d'air des deux extrémités vers le centre. L'inducteur est équilibré à tous les points de vue, mécanique et magnétique, et au point de vue de la poussée de l'air.

R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur les oscillations à haute tension et à grande fréquence dans les réseaux à courant continu. — C. Feldmann et J. Herzog. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 27 septembre 1906.

On sait qu'il peut se produire, dans les réseaux à courants alternatifs, des oscillations de grande fréquence dues à des variations de l'état existant, oscillations qui, particulièrement dans le cas de court-circuits, amènent des élévations de tension dangereuses et des détériorations importantes des lignes. Les auteurs montrent dans la présente étude que, dans les câbles souterrains alimentés par du courant continu à 500 volts, il peut se produire des oscillations de fréquence 15 000 ou 20 000 par seconde, dues à ce que la self-induction et la capacité des câbles constituent un circuit oscillant. La fréquence propre d'oscillations des câbles normaux à 500 volts est comprise entre 100 000 et 130 000 par seconde. La grandeur de la première oscillation peut atteindre 8 à 20 volts par ampère de courant de court-circuit si le retour

du courant a lieu par l'enveloppe de plomb, et sensiblement plus si le retour du courant de court-circuit a lieu par un autre câble éloigné ou par l'enveloppe et l'armature de ce dernier. On peut établir ce fait de la façon simple suivante pour un câble dépourvu de résistance, c'est-à-dire en négligeant l'amortissement.

Au moment du court-circuit avec un courant d'intensité J , la self-induction L par kilomètre, supposée concentrée en un point, accumule une quantité d'énergie $\frac{1}{2} LJ^2$. Elle se décharge, un instant après, dans la capacité C par kilomètre, supposée également concentrée en un point, et donne une différence de potentiel u entre les armatures du condensateur, c'est-à-dire entre l'âme et l'enveloppe de plomb, quand celle-ci est à la terre et sert de ligne de retour : l'énergie de charge accumulée dans le câble $\frac{1}{2} Cu^2$ est égale à l'énergie électrocinétique. On a donc :

$$\frac{1}{2} LJ^2 = \frac{1}{2} Cu^2$$

$$u = \sqrt{L/C} \cdot J$$

Le fait que les dégâts produits sur les câbles par ces surtensions sont assez rares provient de ce que l'amortissement réduit rapidement l'amplitude des oscillations produites.

Les auteurs ont été conduits à l'étude des phénomènes ainsi produits par les constatations qu'ils ont faites de l'existence de petits trous de brûlures sur des câbles à courant continu qui avaient eu à subir l'effet de court-circuits : ces brûlures étaient généralement profondes et étaient antérieurement attribuées à des défauts de fabrication ou à l'action de terrains contenant des sels dissous. Évidemment les courants vagabonds dus aux installations de traction ont pu produire dans quelques cas particuliers de tels effets, mais ce n'est pas à eux que l'on doit attribuer, en général, les détériorations observées, et les considérations théoriques qui suivent semblent jeter un nouveau jour sur ces phénomènes.

Théorie élémentaire. — On suppose qu'une source d'électricité e alimente un circuit comprenant une résistance R , une capacité C et une self-induction L en série. Parallèlement au condensateur est disposée une résistance r . Ce cas est approximativement le même que celui d'un câble de longueur l en remplaçant les valeurs uniformément réparties C/l , L/l et R/l par les valeurs L , R et C concentrées en un point. La valeur de r est celle de la résistance reliée au

câble et supposée concentrée en un point, par exemple au centre de la gravité. Soit i_1 le courant absorbé par la charge, i_2 le courant du condensateur : le courant total i de la source a évidemment pour valeur

$$i = i_1 + i_2 = \frac{u}{r} + C \frac{du}{dt} \quad (1)$$

en appelant u la différence de potentiel agissant au condensateur. Or on a, pour celle-ci, la valeur

$$u = \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (2)$$

ou, sous une autre forme,

$$u = e - Ri - L(di/dt). \quad (3)$$

De l'équation (1), on déduit, en différenciant et en multipliant par L ou par R , l'équation suivante :

$$L \frac{di}{dt} = \frac{L}{r} \frac{du}{dt} + LC \frac{d^2u}{dt^2} \quad (1a)$$

$$Ri = \frac{R}{r} u + RC \frac{du}{dt}. \quad (1b)$$

En ordonnant et en introduisant dans l'équation (3), on obtient

$$LC \frac{d^2u}{dt^2} + \left(RC + \frac{L}{r} \right) \frac{du}{dt} + \frac{R+r}{r} u = e = f(t). \quad (4)$$

Cette équation a une forme bien connue et sa solution, pour le cas particulier où $r = \infty$, est indiquée dans tous les livres. Dans le cas présent, il s'agit d'un câble relié d'abord à une source de courant continu et court-circuité brusquement à son extrémité, ou bien entre la source et le condensateur. Le point exact du court-circuit n'a pas besoin d'être connu : il n'est important que dans le cas où la capacité et la self-induction sont réparties uniformément le long du conducteur. En supposant que, jusqu'à la production du court-circuit, on ait $e = f(t) = \text{constante}$ et en comptant le temps à partir du moment du court-circuit, on a comme équations de condition pour la détermination des constantes d'intégration les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \text{pour } t < 0 \quad e &= e^0 \quad i = e^0 \\ t = 0 \quad u &= 0 \quad i = J. \end{aligned}$$

Les équations (1) et (4) donnent alors une solution complète :

$$i = J \sqrt{1 + \frac{4 \left(RC + \frac{L}{r} \right)^2}{4LC \left(\frac{R+r}{r} \right) - \left(RC + \frac{L}{r} \right)^2}} \times e^{-\frac{\left(RC + \frac{L}{r} \right)t}{2LC}} \sin(\omega't + \varphi') \quad (5)$$

$$u = J \cdot \frac{2L}{\sqrt{4LC \cdot \frac{R+r}{r} - \left(RC + \frac{L}{r} \right)^2}} \times e^{-\frac{\left(RC + \frac{L}{r} \right)t}{2LC}} \sin \omega't \quad (6)$$

$$\text{où } \operatorname{tg} \varphi' = \frac{\sqrt{4LC \frac{R+r}{r} - \left(RC + \frac{L}{r} \right)^2}}{2 \left(RC + \frac{L}{r} \right)} \quad (7)$$

et la fréquence f' des oscillations représentées par les équations (5) et (6) est donnée par l'équation

$$\omega' = 2\pi f' = \frac{\sqrt{4LC \frac{R+r}{r} - \left(RC + \frac{L}{r} \right)^2}}{2LC}. \quad (8)$$

Ces équations peuvent être facilement vérifiées si l'on prend $r = \infty$ et si on les ramène ainsi à des formes connues. On a alors les équations suivantes :

$$i = J \sqrt{1 + \frac{4R^2C^2}{4LC - R^2C^2}} e^{-\frac{Rt}{2L}} \sin(\omega t + \varphi) \quad (5a)$$

$$u = J \cdot \frac{2LC}{\sqrt{4LC - R^2C^2}} e^{-\frac{Rt}{2L}} \sin \omega t \quad (6a)$$

$$\text{où } \operatorname{tg} \varphi = \frac{\sqrt{4LC - R^2C^2}}{2RC} \quad (7a)$$

$$\text{et } \omega = 2\pi f = \frac{\sqrt{4LC - R^2C^2}}{2LC}. \quad (8a)$$

Si l'on écrit l'équation (8a) sous la forme :

$$\omega = \sqrt{1/LC - (R/2L)^2} = \sqrt{1/LC - \delta^2}, \quad (9a)$$

on reconnaît nettement l'influence amortissante de la résistance R ; pour $R = 0$, on a :

$$\omega_0 = \sqrt{1/LC}$$

$$\text{ou } \frac{1}{f_0} = 2\pi \sqrt{LC},$$

forme sous laquelle l'équation est bien connue.

Les équations précédentes (5) à (8) ou (5a) à (8a) peuvent être mises sous une forme plus nette.

On a $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$ et le facteur d'amortissement est $\delta = R/2L$. Si l'on ajoute le facteur d'amortissement supplémentaire

$$\alpha = 1/2 rC \quad (10)$$

et

$$\delta' = \delta + \alpha = \frac{RC + (L/r)}{2LC} = \frac{R}{2L} + \frac{1}{2rC}, \quad (11)$$

on trouve les expressions suivantes :

Pour des valeurs finies de r :

$$i = J \sqrt{1 + \cot^2 \varphi} e^{-\delta' t} \sin(\omega' t + \varphi') \quad (5b)$$

$$= J \frac{1}{\sin \varphi'} e^{-\delta' t} \sin(\omega' t + \varphi')$$

$$u = J \frac{1}{C\omega'} e^{-\delta' t} \sin \omega' t \quad (6b)$$

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2 \left(\frac{R+r}{r} \right)}{RC + (L/r)} \cdot \frac{1}{\delta'}} - 1 \quad (7b)$$

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4\delta^2 \left(\frac{R+r}{R} \right)}{\delta'^2} - 1} \quad (8b)$$

$$\omega' = \sqrt{\omega_0^2 - (\delta' - \alpha)^2}.$$

Pour une valeur infinie de r :

$$i = J \sqrt{1 + \cot^2 \varphi} e^{-\delta t} \sin(\omega t + \varphi) \quad (5b)$$

$$= J \frac{1}{\sin \varphi} e^{-\delta t} \sin \omega t + \varphi$$

$$u = J \frac{1}{C\omega} e^{-\delta t} \sin \omega t \quad (6b)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{RC} \cdot \frac{1}{\delta}} - 1 \quad (7b)$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}. \quad (8b)$$

On voit nettement en particulier que, par la présence de la résistance en parallèle r , le facteur d'amortissement est augmenté de α , c'est-à-dire, dans certaines circonstances, est accru très sensiblement. Malgré cela, les fréquences ω_0 , ω et ω' pour les oscillations non amorties, amorties et fortement amorties ne diffèrent pas beaucoup, car, dans la plupart des cas pratiques, δ et α sont petits vis-à-vis de ω_0 .

(A suivre.)

B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur la télégraphie sans fil dans une direction. — H.-J. Round. — *The Electrician*, 22 septembre 1906.

Revenant aux résultats indiqués par Marconi⁽¹⁾ sur la télégraphie dans une direction, l'auteur estime qu'il est possible que ces résultats soient dus à la combinaison de deux méthodes de production et de réception des ondes électriques.

La méthode ordinaire, employée depuis plusieurs années, repose sur l'emploi d'une antenne verticale ou presque verticale au transmetteur et au récepteur : cette méthode donne évidemment par symétrie une onde ayant la même intensité à des distances égales de la source dans toutes les directions radiales ; à la réception, le résultat est aussi symétrique.

En considérant l'effet de l'onde passant en un point quelconque de la surface et les courants verticaux de déplacement qui sont produits dans le milieu situé au-dessus de la terre, on peut supposer qu'il existe des forces magnétiques perpendiculairement à la direction de propagation et parallèles à la terre. S'il était possible, par une méthode quelconque d'embrasser au moyen d'un circuit récepteur une partie de ces forces magnétiques, un courant serait engendré dans ce circuit par les variations de force magnétique. Un circuit fermé consistant en un ou plusieurs tours de fil embrassera le nombre maximum de lignes de force magnétiques quand son plan sera perpendiculaire au champ magnétique, c'est-à-dire lorsque ce plan sera placé radialement par rapport au transmetteur. Si ce circuit est amené en résonance grâce à une capacité additionnelle, on obtiendra le maximum d'effet.

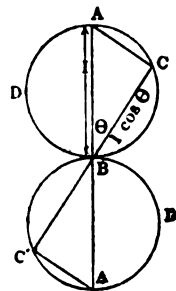


Fig. 1.

Dans la figure 1, AB représente le plan de la bobine placée radialement à la source. Soit I le courant dans la bobine lorsque celle-ci est en AB : lorsqu'elle sera en BC, le courant sera représenté par l'expression $I \cos \theta$, donnée par la longueur BC. Le diagramme polaire complet est le lieu de C et est évidemment

⁽¹⁾ *Eclairage Electrique*, tome XLVII, 2 juin 1906, page 355.

un cercle ACBD ayant pour diamètre AB avec le pôle en B. ;

Une onde semblable BC'AD' représente les courants dans la bobine lorsque celle-ci est dans les deux quadrants inférieurs. Dans ce dernier cas, tous les vecteurs doivent être considérés comme négatifs, les courants étant induits dans la bobine dans un sens opposé au précédent.

Si en pratique la bobine est développée en un fil rectiligne horizontal dont une extrémité est à la terre, elle forme un circuit oscillant avec la terre embrassant les forces magnétiques horizontales. En fait, elle agit comme un tour de fil avec un condensateur en série.

Les forces verticales, que l'on peut appeler forces électriques, ont probablement une action sur le fil proportionnelle à une fonction quelconque de la hauteur, et le fil reçoit ces forces également de toutes les directions. Leur diagramme polaire est un cercle ayant son centre au pôle. Les forces proportionnelles au vecteur issu de B dans la figure 1 peuvent être appelées forces magnétiques. Toute antenne composée d'une partie verticale et d'une partie horizontale recevra la somme de ces deux forces. La figure 1 représente le cas où il n'y a pas de forces électriques.

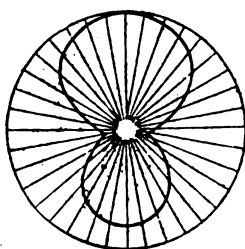


Fig. 2.

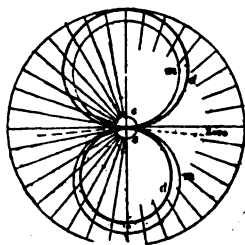


Fig. 3.

La figure 2 reproduit un des diagrammes publiés par Marconi et représente les courants reçus dans un conducteur horizontal de 30 mètres de longueur relié à la terre et tournant de 0 à 360°. Si l'on suppose que ce diagramme est obtenu par l'addition des deux groupes de forces, il est possible de trouver leurs valeurs. La demi-différence des radiations dans les deux directions maxima donne le rayon du cercle représentant la force électrique, et la demi-somme donne le diamètre de chacun des cercles représentant la force magnétique. Ces deux groupes de cercles *ee* et *mm* sont représentés sur la figure 3, et la courbe résultante *dl* peut en être dé-

duite par une addition en tenant compte des phases. Il est intéressant de noter la direction des radiations nulles dans la courbe théorique et le minimum de la courbe de Marconi.

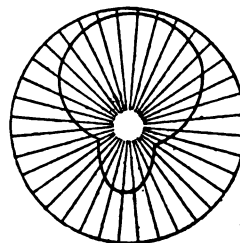


Fig. 4.

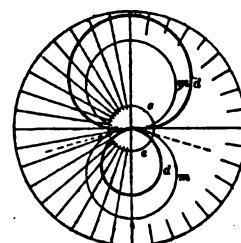


Fig. 5.

La figure 4 représente la courbe obtenue par Marconi avec le même système transmetteur et le même système récepteur, à la différence près que le fil récepteur était placé à 1^m,50 du sol. On peut s'attendre à ce que la force électrique soit plus grande dans ce cas, et, en fait, l'analyse de la figure 5 indique une beaucoup plus grande valeur de la force électrique comparée à la force magnétique. Naturellement il est aussi possible que cette dernière ait décliné en même temps. On peut noter que l'effet maximum est toujours obtenu dans la direction opposée à celle pour laquelle le conducteur présente son extrémité libre.

Peu de résultats d'expériences ont été publiés jusqu'ici, de sorte que l'on ne peut pas tirer de conclusions fermes, mais, si les considérations qui précèdent sont exactes, l'augmentation du rapport de la hauteur à la longueur horizontale entraînant une augmentation des forces électriques en comparaison des forces magnétiques, peut être indiquée par la simple addition de deux diagrammes polaires. Quand la valeur de la force électrique est égale à celle de la force magnétique, on obtient le diagramme en trait gras de la figure 6 (courbe A), et l'on voit que, dans ce cas, il n'y a pas de réception dans la direction de l'extrémité libre du fil. Si la force électrique augmente, les courbes s'approchent graduellement d'un cercle. La courbe B de la figure 6 est relative au cas où la force électrique est égale au double de la force magnétique maxima.

Les diagrammes publiés par Marconi montrent que des effets semblables sont produits par le transmetteur, ce qui prouve de nouveau la combinaison de deux forces.

La figure 7 montre quelle doit être probablement la forme de l'onde due à l'induction magnétique du fil horizontal sur la terre par une action semblable à celle d'un auto-transformateur, et la figure 8 représente l'onde émise par l'effet ordinaire semblable à celui d'un fil vertical. Ces deux effets additionnés donnent des diagrammes polaires semblables à ceux relatifs au récepteur.

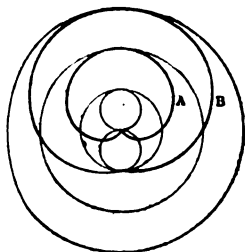


Fig. 6.

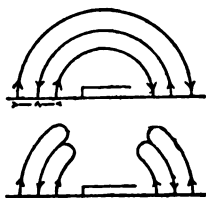


Fig. 7 et 8.

Si l'on peut considérer une antenne en T comme deux antennes en Γ accolées, les forces magnétiques s'annulent sur le diagramme polaire et la radiation est donnée par un centre ayant son centre au pôle. Un fil horizontal sans connexion à la terre avec le récepteur ou le transmetteur placé en son milieu donne probablement le diagramme se rapprochant le plus du diagramme polaire simple de la figure 1, avec le minimum de signaux perpendiculairement à la direction de radiation maxima.

En considérant la radiation obtenue avec ces deux méthodes combinées, il y a lieu de noter que la loi de décroissance des signaux ne doit pas être la même pour chacune, et qu'aux différentes distances d'un transmetteur, on doit obtenir différents diagrammes.

R. V.

Emploi de la télégraphie sans fil pour la transmission de signaux aux trains en marche.
— E. Nesper. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 27 septembre 1906.

La C^{ie} allemande Gesellschaft für Drahtlose Telegraphie a fait, il y a déjà plusieurs années, sur la voie ferrée militaire de Marienfeld à Zossen, d'intéressantes expériences sur la transmission de signaux aux trains en marche. L'antenne du train était horizontale et était soutenue sur des isolateurs en porcelaine disposés le long du train; les antennes transmettrices des stations étaient également horizontales et étaient suppor-

tées par des poteaux télégraphiques. Quoique, dans ces expériences, effectuées avec une longueur d'ondes de 200 mètres environ, l'énergie mise en jeu fût très faible, on pouvait actionner facilement à 10 kilomètres un récepteur Morse, de sorte qu'un train circulant sur la voie militaire de 20 kilomètres de longueur restait en communication permanente avec l'une ou l'autre des deux stations extrêmes.

Souvent, on ne peut pas disposer une antenne horizontale parallèlement aux fils télégraphiques; on a employé, dans ce cas, une antenne parallèle aux rails et voisine de la voie. La distance à laquelle on put ainsi communiquer a atteint 30 kilomètres.

On pensait alors que, particulièrement en employant de grandes quantités d'énergie à la transmission, il se produirait des perturbations sur le service de sécurité ordinaire des chemins de fer; il n'en a rien été; par contre, les étincelles d'ouverture des appareils télégraphiques actionnaient les appareils récepteurs du poste récepteur. Cet inconvénient fut évité par l'emploi de dispositifs supprimant la production d'étincelles de rupture.

En février 1906, on posa le problème suivant: une seule voiture portant les organes de réception et pouvant circuler dans le gabarit normal, on doit pouvoir actionner une cloche d'alarme et faire apparaître, à la vue du chef de train, les signaux d'arrêt, ralentissement ou marche. L'écartement entre deux stations étant au maximum de 18 kilomètres en Allemagne, le récepteur devait pouvoir répondre encore d'une façon certaine à 9 kilomètres du transmetteur. Enfin, pour éviter un entretien difficile de l'antenne réceptrice, celle-ci devait être placée sur le toit de la voiture.

Les résultats obtenus dans les expériences faites sur le tronçon Berlin-Beelitz-Heilstätten furent extrêmement satisfaisants et ces expériences seront prochainement suivies d'essais entrepris sur une plus grande échelle par les chemins de fer prussiens.

Le poste transmetteur était placé dans la maison de garde n° 22 du tronçon Berlin-Sangershausen: le poste récepteur était disposé dans l'un des quatre wagons du train. L'antenne transmettrice était accrochée horizontalement entre deux poteaux télégraphiques et tendue à 30 centimètres des fils télégraphiques: elle était isolée

soigneusement au moyen de pièces en porcelaine. Cette antenne était reliée au poste transmetteur par un fil incliné qui traversait le toit dans un conduit en ébonite. La longueur de l'antenne transmettrice était de 59 mètres ; le fil de jonction avait 6 mètres ; la longueur totale de fil aérien était donc de 65 mètres. Le circuit transmetteur est représenté schématiquement par la figure 1, dans laquelle *a* est l'antenne, *e* une

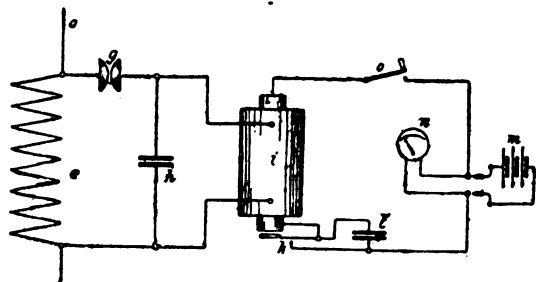


Fig. 1. — Poste transmetteur.

self-induction de 7 250 centimètres constituée par une bobine de 9 tours de câble enroulé sur un cylindre de 9 centimètres de hauteur et de 13 centimètres de diamètre ; g est un éclateur simple de 3 millimètres, h un condensateur de 3 600 centimètres de capacité comprenant huit bouteilles de Leyde en parallèle de 450 centimètres de capacité, i représente une bobine d'induction avec trembleur à marteau K muni d'un condensateur l pour absorber les étincelles. La différence de potentiel de la batterie d'accumulateurs employée était de 16 volts ; l'intensité du courant débité était de 3 ampères environ pour une distance explosive de 3 millimètres à l'éclateur. L'oscillation fondamentale du circuit ouvert avait 350 mètres de longueur d'ondes ; l'oscillation propre du circuit fermé était réglée sur la même longueur d'ondes de 350 mètres. L'accouplement le plus favorable a été trouvé égal à 25 % ; l'amortissement approximatif du transmetteur avait pour valeur 2,5.

Le poste récepteur était placé sur une voiture. Six isolateurs placés aux quatre angles et aux milieux des côtés longitudinaux sur le toit de la voiture portaient une boucle rectangulaire de fil fermée sur elle-même et servant d'antenne. A l'un des petits côtés de ce rectangle était fixé un fil de connexion pénétrant dans la voiture et aboutissant à l'appareil récepteur. Le schéma du circuit récepteur est indiqué par la figure 2.

La prise de terre était réalisée par un conducteur fixé au truck de la voiture.

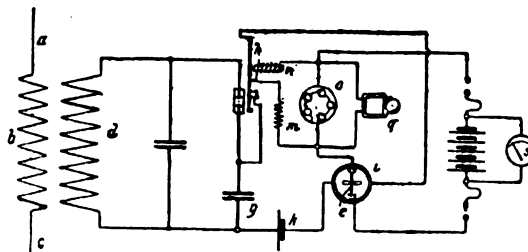


Fig. 2. — Poste récepteur.

Sur la figure 2, *a* représente l'antenne placée sur le toit, *b* la bobine primaire du transformateur ayant une self-induction de 23 000 centimètres, *c* la jonction à la terre, qui, après accord du récepteur avec le transmetteur, avait une valeur de 55 000 centimètres. Le circuit résonant était formé d'une self-induction *d* de 288 000 centimètres et un condensateur *e* de 40 centimètres. Parallèlement à celui-ci était placé le cohéreur *f* et un condensateur *g* : le teneur *h*, les bobines *i* du relais ayant une résistance de 3 000 ohms et un élément de pile sèche *k* complétaient le poste. Le circuit récepteur à courant intense, fermé par la palette *l* du relais, comprenait une résistance *m* de 90 ohms environ, les bobines *n* du teneur de 10 ohms, les soupapes électrolytiques *o* branchées en parallèle avec *m* et *n* et la cloche d'alarme *q*, ainsi qu'une batterie de piles sèches *r* et un voltmètre *s*.

Tous les appareils constituant le poste récepteur étaient contenus dans un coffret mobile suspendu par des ressorts et portant à sa partie supérieure la cloche d'alarme.

Les résultats expérimentaux ont été les suivants. En modifiant l'antenne réceptrice, ce qui se faisait facilement grâce à l'emploi d'isolateurs à baïonnette, on constatait peu de différence dans l'intensité des signaux reçus. En modifiant au contraire l'antenne transmettrice, on observait de notables différences. La distance de cette antenne aux fils télégraphiques jouant un rôle, l'intensité à la réception augmentait quand cette distance diminuait. Sur un train en marche, la réception des signaux était assurée d'une façon certaine jusqu'à 12 kilomètres, puis la réception des signaux cessait à peu près brusquement, pour réapparaître avec la même netteté quand le train, lors de son retour, arrivait à 12 kilo-

mètres du poste transmetteur. Un pont interposé entre le transmetteur et le récepteur n'exerçait aucune influence sensible.

L'influence des fils télégraphiques et téléphoniques a été nettement marquée par l'expérience suivante. Le train s'étant engagé sur une voie d'embranchement, la réception des signaux cessa quand la voiture portant le poste récepteur fut à 50 mètres environ des fils télégraphiques parallèles à la voie précédente. Plus loin, la voie d'embranchement étant coupée par un fil téléphonique qui lui-même traversait perpendiculairement la voie principale et les fils télégraphiques parallèles, les signaux réapparurent nettement lorsque la voiture passa au-dessous de ce fil téléphonique. Cette expérience montre nettement qu'une partie des ondes électromagnétiques était recueillie par ce fil téléphonique et s'y propageait.

Toutes les expériences ont montré que, jusqu'à 12 kilomètres entre les postes, on pouvait compter sur une sécurité absolue dans la réception des signaux même lorsque, par suite d'accidents de terrain, les fils télégraphiques étaient situés à 30 ou 40 mètres de distance de la voie.

En présence de ces résultats, l'administration des chemins de fer bavarois a décidé d'entreprendre des essais étendus sur ce système de sécurité et à étudier son emploi définitif sur une grande échelle. On a choisi pour ces essais le tronçon de voies compris entre Munich, Tutzing et Murnau. Dans ces expériences, on emploie au poste récepteur non seulement une cloche d'alarme, mais encore un récepteur Morse enregistrant les dépêches.

R. V.

ÉCLAIRAGE

Influence de la coloration sur les mesures photométriques (fin) (1). — J.-S. Dow. — The Electrician, 24 août 1906.

Pour étudier l'influence pratique du phénomène de Purkinje sur les mesures photométriques, l'auteur a fait l'expérience suivante. Deux lampes à incandescence de 8 bougies à 100 volts furent reliées en série et alimentées sous une différence de potentiel de 190 volts. L'une était

munie d'un verre rouge et l'autre d'un verre bleu. La distance entre les deux lampes était modifiée entre les limites de 50 centimètres et 6^m,50, et une série de lectures était faite pour chaque position. Pour éviter les effets mentionnés en 2°, on employait le photomètre Lummer-Brodhun et l'on maintenait le télescope dans la même position pendant toute la durée des expériences. La figure 2 résume les résultats obtenus et indique le rapport des puissances lumineuses trouvées pour le rouge et le vert (ordonnées) en fonction de l'éclairement de l'écran du photomètre.

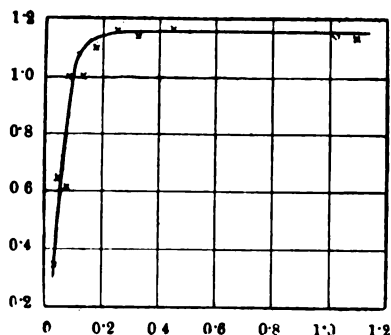


Fig. 2.

D'après ce qui précède, on voit qu'il est impossible, strictement, de définir la puissance lumineuse d'une lumière rouge par rapport à un étalon de lumière blanche, puisque ce rapport dépend de la distance de l'œil aux surfaces éclairées. Néanmoins, pour donner une idée de l'ordre de grandeur de l'éclairement employé, on compara la lampe rouge avec une lampe étalon au méthane de 2 bougies au moyeu du photomètre Lummer-Brodhun; la puissance lumineuse fut trouvée de l'ordre de 0,25 bougie. Les éclairagements relatifs indiqués par la courbe sont exprimés par rapport à ce chiffre. On voit que c'est seulement quand l'éclairement est réduit à une valeur inférieure à 0,2 bougie que le rapport du rouge au vert commence à décroître. La même expérience fut répétée plusieurs fois avec des lumières de différentes puissances lumineuses, et les résultats ont tous été concordants, montrant que l'influence du phénomène de Purkinje ne se fait sentir que pour de très faibles valeurs de l'éclairement. On peut dire que, dans tous les cas ordinaires de la pratique, où l'éclairement est au moins 10 à 12 fois plus grand, où le champ de vision soustend un angle relativement faible

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 3 novembre 1906, p. 181.

à l'œil, et où il n'y a jamais de contrastes aussi extrêmes que celui étudié, le phénomène de Purkinje ne peut pas influencer matériellement les résultats.

4° Pour obtenir la courbe de distribution verticale de la lumière des lampes à arc, etc., on réfléchit souvent le faisceau lumineux au moyen d'un miroir à 45 degrés. La question se pose de savoir si le coefficient de réflexion du miroir est le même pour des lumières de coloration différente.

L'expérience suivante fut faite avec un miroir en verre argenté de ce type : deux lampes de 32 bougies à 200 volts fonctionnaient en parallèle sur une différence de potentiel constante de 200 volts. Les deux lampes furent comparées directement, puis la lumière de l'une d'elles fut réfléchie au moyen du miroir. Le coefficient de réflexion de celui-ci fut ainsi déterminé. La même expérience fut répétée avec des écrans rouge et vert : les valeurs suivantes furent obtenues pour le coefficient de réflexion :

Coefficient de réflexion :	78,8	%	pour lampes nues.
—	79,0	—	lumière rouge.
—	77,8	—	lumière verte.

Plusieurs autres expériences montrèrent que les valeurs obtenues pour les trois couleurs différentes ne diffèrent pas de plus de 2,5 %. Mais on ne put pas trouver de lien entre ces différences et les couleurs, la différence étant parfois à l'avantage de la lumière verte.

Photomètres à papillotement. — Il est intéressant de savoir si les photomètres à papillotement sont influencés par les phénomènes de coloration. L'auteur a fait des expériences sur un de ces appareils construits par Everett Edgcombe.

Il est évident qu'en comparant des lumières de couleur différente, les résultats obtenus avec un photomètre ordinaire et avec un photomètre à papillotement ne sont pas concordants si les indications de ce dernier sont indépendantes de tout effet de coloration. L'auteur a comparé d'abord deux lampes qui produisaient une lumière ayant exactement la même couleur et obtint, avec le photomètre Joly et le photomètre à papillotement, des résultats exactement semblables. Ensuite, il plaça sur les deux lampes des verres rouge et vert, et le rapport du rouge au vert, obtenu avec le photomètre à papillotement fut trouvé égal à 1,34, tandis qu'avec le photomètre Joly les lectures variaient entre 0,7 et 1,4

pour des distances de l'œil atteignant jusqu'à 50 centimètres. La concordance était obtenue entre les résultats donnés par les deux photomètres quand l'œil était à 40 centimètres du photomètre Joly.

Cette expérience présente une difficulté : les effets observés étant relativement faibles, on est obligé d'employer des lumières de coloration différente. D'autre part, la position de papillotement minimum, quoique définie d'une façon suffisamment nette dans la plupart de ces pratiques, est peu distincte quand on observe des couleurs aussi différentes que le rouge et le vert. Dans ces cas, on notait les positions du photomètre pour lesquelles un papillotement était juste visible de part et d'autre de l'équilibre, et on prenait la moyenne.

Quand le photomètre est trop près de la lumière rouge, le champ de vision dans le photomètre est teinté en rouge : de même il est teinté en vert quand l'éclairement dû au vert est le plus intense. Quand l'éclairement de ces deux surfaces, éclairées par la lumière des deux couleurs complémentaires, est le même, on perçoit une teinte grisâtre intermédiaire. La transition du rouge ou gris au vert était plus sensible que la disparition du papillotement et une série d'expériences a montré que le résultat était le même dans chaque cas. La méthode n'est toutefois applicable qu'aux couleurs complémentaires.

Quelques expériences furent faites pour voir si une modification du télescope, comme dans le cas du photomètre Lummer-Brodhun, peut amener une différence dans les lectures. Le télescope fut enlevé, et les lectures furent faites avec l'œil à 20 centimètres environ de l'ouverture. On employait ensuite un tube de laiton permettant d'examiner l'ouverture d'une distance de 60 centimètres. On observa que, quand l'œil reculait, le champ devenait distinctement plus rouge, et les lectures faites par la disparition du papillotement présentèrent une modification de la puissance lumineuse relative en faveur du rouge. Le tableau suivant indique quelques-uns des résultats obtenus.

L'effet est très sensible quand on observe de la façon suivante : on compare par exemple du rouge et du vert et l'on règle la position du photomètre de façon que l'équilibre soit atteint, puis on déplace l'appareil jusqu'à ce qu'on aperçoive juste un papillotement distinct tel que le

NATURE DES LUMIÈRES COMPARÉES	OEIL A 20 CENT. DE L'OUVERTURE	OEIL A 60 CENT. DE L'OUVERTURE	MODI- FICATION en %.
Rouge rubis et vert de signal.	Rouge/vert = 1,52	Rouge/vert = 1,70	12
Rouge rubis et lampe à incandescence (blanc).	Rouge/blanc = 0,70	Rouge/blanc = 0,75	6
Étalon au méthane et manchon incandescent.	Méthane/manchon = 0,28	Méthane/manchon = 0,29	3

vert prédomine. Si l'on éloigne l'œil peu à peu, le papillotement disparaît graduellement. Au contraire, si le photomètre est déséquilibré en faveur du rouge, le papillotement ne disparaît pas, mais devient de plus en plus distinct à mesure que l'œil s'éloigne.

On voit donc que le photomètre à papillotement est affecté par l'éloignement de l'œil, mais pas suffisamment pour que cet effet soit sensible quand on emploie un télescope, comme on le fait ordinairement.

Des expériences ont été faites aussi par l'auteur pour étudier si le phénomène de Purkinje affectait les indications du photomètre à papillotement. Comme l'on sait, la vitesse nécessaire pour faire disparaître le papillotement dépend de l'intensité d'éclairement des surfaces, et l'auteur a trouvé impossible de noter avec certitude le point de disparition du papillotement pour les éclaircissements très faibles qu'exige le phénomène de Purkinje. Les mesures furent faites, non d'après la disparition du papillotement, mais, comme cela a été indiqué plus haut, d'après la moyenne des positions pour lesquelles le vert ou le rouge est juste prédominant. Deux lampes de 100 volts 8 bougies munies de verres rouge et vert furent employées comme dans les expériences précédentes. Elles furent d'abord alimentées sous 100 volts et comparées entre elles à différentes distances, puis sous 50 volts, produisant ainsi un très faible éclaircissement. Le tableau suivant montre nettement l'influence du

LAMPES ALIMENTÉES sous 100 volts		LAMPES ALIMENTÉES sous 50 volts	
distance entre les lampes.	rapport rouge/vert.	distance entre les lampes.	rapport rouge/vert.
125 cm.	2,32	100 cm.	2,0
150	2,26	125	1,5
175	2,25	150	1,1
300	2,15	175	0,7
375	2,25	225	0,6

phénomène de Purkinje. Les lectures faites avec de très faibles éclaircissements montrent nettement l'accentuation du vert quand l'éclaircissement diminue.

D'après ces différentes expériences, on voit que les photomètres à papillotement sont affectés par les mêmes phénomènes de coloration que les photomètres ordinaires.

R. R.

MESURES

Mesure de la fréquence des courants alternatifs. — W. Peukert. — *Elektrotechnische Zeitschrift*.

Un grand nombre de méthodes ont été proposées pour la mesure de la fréquence des courants alternatifs, mais ces méthodes ne sont généralement applicables qu'aux basses fréquences. Pour la mesure des fréquences élevées, F. Schmidt a indiqué une méthode dans laquelle un téléphone actionné par le courant alternatif produit dans un tube en verre des ondes acoustiques stationnaires que l'on utilise pour la détermination de la fréquence.

L'auteur a indiqué déjà une méthode pour la détermination des coefficients de self-induction par une pesée⁽¹⁾. D'après cette méthode, on peut déterminer le coefficient de self-induction d'une bobine libre de se mouvoir dans un champ magnétique alternatif et reliée en parallèle avec un capacité C par une résistance ohmique R. Le coefficient de self-induction est exprimé par la relation

$$L = \frac{R^2 C}{1 + \omega^2 C^2 R^2} \quad (1)$$

La même méthode peut être utilisée pour la détermination de la fréquence d'un courant alternatif, en employant une bobine de self-induction connue. Si cette bobine est suspendue et libre de se mouvoir dans un champ alternatif produit par le courant dont la fréquence doit être mesu-

⁽¹⁾ *Eclairage Électrique*, tome XLV, 4 novembre 1905 page 194.

rée, et si, par un ajustement convenable de R et C , on neutralise la répulsion, tout est connu dans l'équation ci-dessus, sauf la grandeur $\omega = 2\pi p$. On peut donc calculer la fréquence p du courant alternatif. On a

$$\omega = \frac{1}{CR} \sqrt{\frac{R^2 C}{L} - 1}$$

et

$$p = \frac{1}{2\pi CR} \sqrt{\frac{R^2 C}{L} - 1}. \quad (2)$$

Dans cette équation, C est exprimé en farads et L en henrys.

Pour que cette méthode soit applicable, il faut que le coefficient de self-induction de la bobine et la capacité des condensateurs soient invariables, c'est-à-dire indépendants de la fréquence.

D'après les plus récentes expériences, le coefficient de self-induction d'une bobine croît avec la fréquence: cet accroissement n'est sensible qu'aux fréquences élevées et dépend beaucoup de la valeur absolue du coefficient de self-induction. D'après les expériences de Orlich, le coefficient de self-induction d'une bobine était de 1,0003 henry à 145 périodes et 1,0059 henry à 870 périodes: cela correspond à un accroissement de 0,5 % pour les fréquences comprises entre ces limites. Les recherches de Lulof ont montré que l'accroissement en pour cent du coefficient de self-induction dépend de sa valeur absolue: pour une fréquence de 2000 périodes, l'accroissement d'étalons de self-induction de 0,001 henry a été nul, celui d'étalons de 0,01 henry a été de 0,20 %, celui d'étalons de 0,1 henry de 0,55 %. Pour une fréquence de 10000 périodes, les accroissements ont été de 1 % pour 0,001 henry, 2 % pour 0,01 henry et 3,49 % pour 0,1 henry.

D'après ces résultats, on peut admettre comme invariables les coefficients de self-induction de bobines jusqu'à 0,001 henry et jusqu'à 2000 périodes. Dans la méthode de l'auteur, on ne peut employer que des bobines de faible self-induction, pour que la racine donne des valeurs réelles, de sorte que l'on peut considérer le coefficient de self-induction comme invariable quand la fréquence ne dépasse pas 2000 périodes par seconde.

Il en est autrement pour la capacité du condensateur employé: celle-ci décroît avec la fréquence d'une façon différente suivant le diélectrique employé. Si l'on prend comme base du

calcul la valeur de la capacité déterminée pour 50 périodes, le résultat présente une certaine inexactitude que l'on ne pourrait éviter qu'en employant un condensateur à air dont la capacité est indépendante de la fréquence du courant alternatif.

Au cas où l'équilibre de la bobine mobile est atteint, la self-induction est compensée par la capacité, et la condition de résonance est remplie: le courant dans la bobine atteint la valeur maxima qu'il peut atteindre pour la résistance extérieure existant dans le circuit. On pourrait équilibrer exactement la capacité en intercalant dans le circuit un ampèremètre approprié et en réglant jusqu'à ce que cet appareil indique l'intensité maxima. Comme, dans le cas présent, il ne s'agira jamais que de faibles courants, l'ampèremètre devra être très sensible: un appareil thermique donnera de bons résultats.

Avec la méthode indiquée, l'auteur a mesuré la fréquence du courant alternatif qui prend naissance quand on relie en dérivation aux bornes d'un arc à courant continu un circuit contenant de la capacité et de la self-induction.

Deux bobines (I et II) furent employées dans ces expériences. La bobine I avait 216 tours, une longueur $l = 2,1$ centimètres, un rayon moyen $\Gamma = 2,55$ centimètres et une hauteur d'enroulement $h = 0,5$ centimètres. Le coefficient de self-induction de cette bobine fut d'abord déterminé avec un courant alternatif à 50 périodes: on avait $C = 13,88$ et $R = 13,4$: le coefficient de self-induction était donc de 2,00249 henry, d'après la formule approchée $L = R^2 C$ (d'après la formule 1, il est de 0,00248 henry).

Le coefficient de self-induction de cette bobine fut ensuite calculé au moyen de la formule de Stefan

$$L = 4\pi r n^2 \left[\left(1 + \frac{3r^2 + h^2}{96r^2} \right) \log \frac{8r}{\sqrt{h^2 + r^2}} - \gamma_1 + \frac{r^2}{16r^2} \gamma_2 \right],$$

dans laquelle γ_1 et γ_2 dépendent de la valeur h/l et ont pour valeurs, d'après le tableau de Stefan, 0,68808 et 0,1673. On en déduit $L = 0,00240$ henry.

La seconde bobine employée (II) avait 108 tours pour $r = 2,7$ centimètres, $l = 1,38$ centimètres et $h = 0,35$ centimètres. La valeur déterminée expérimentalement a été de 0,000836

henry avec $B = 8,8$ ohms et $C = 10,8$ microfarad. D'après la formule de Stefan, on trouve $0,00081$ henry, avec $\gamma_1 = 0,69723$ et $\gamma_2 = 0,17284$.

Ces deux bobines furent employées pour les mesures de fréquence. Dans le circuit dérivé aux bornes de l'arc fut placée une bobine sans fer servant à produire le champ magnétique alternatif. Dans ce champ était placée la bobine mobile fixée à l'un des bras d'une balance sensible et suspendue de telle façon que le champ magnétique ne pût pas agir sur le fléau de la balance. Le poids de la bobine était compensé. Quand le circuit oscillant était fermé, la répulsion subie par la bobine mobile était neutralisée par modification de la résistance et de la capacité. Pour la bobine II, l'équilibre était à nouveau rétabli pour $R = 27$ ohms et $C = 10$ microfarads. On en déduit, pour la fréquence, la valeur 1708 . Avec la bobine I, dont le coefficient de self-induction était de $0,00249$ henry, on avait $R = 53$ ohms et $C = 3$ microfarads, d'où l'on déduit $p = 1612$.

Pour vérifier ces résultats, on calcula la fréquence du courant dans le circuit oscillant. Le coefficient de self-induction de la bobine servant à produire le champ fut mesuré au moyen de courant alternatif à 50 périodes et trouvé égal à $0,00103$ henry. La résistance ohmique de la bobine était de $0,171$ ohm ; la résistance apparente était de $0,365$ ohm. La self-induction du reste du circuit (formé de fils minces et courts) pouvait être négligée vis-à-vis de la self-induction de la bobine. Le condensateur était en ébonite et avait une capacité de $8,8$ microfarads pour 50 périodes. On en déduit, d'après la formule connue, $p = 1691$ périodes par seconde. Ce chiffre concorde d'une façon suffisamment satisfaisante avec les précédents, si l'on tient compte qu'il est difficile de maintenir invariable pendant quelque temps un arc chantant ; pendant la faible durée des mesures, il peut se produire des modifications dans la hauteur du son et dans la fréquence des oscillations produites : les expériences ne peuvent donc pas être faites toutes dans des conditions rigoureusement semblables. Si l'on tient compte, en outre, de ce que la capacité du condensateur avait été déterminée avec un courant à 50 périodes, et que la valeur ainsi trouvée avait été employée pour un courant de fréquence beaucoup plus élevée, on voit que la méthode décrite peut rendre de bons services pour les mesures effectuées dans la pratique. E. B.

DIVERS

Expériences faites sur des rhéostats liquides. — K. Wallin. — *Elektrotechnische Zeitschrift*.

L'emploi de résistances liquides s'est répandu de plus en plus pour les essais de machines ou de transformateurs. Ces résistances sont généralement constituées par des plaques de fer plongeant dans l'eau : on peut ajouter à celle-ci un sel conducteur, tel que du sel de cuisine ou de la soude. Si l'on ne peut pas régler l'intensité du courant par la conductibilité de l'eau en ajoutant à celle-ci des sels appropriés, il faut la régler par la surface des plaques de fer employées ou par la distance de ces plaques.

L'emploi de ces résistances liquides a donné lieu à quelques déboires pour les mesures relatives aux courants alternatifs. Par suite des actions de condensateur exercées par l'eau, on a cru qu'il pouvait se produire une réactance de capacité qui faussait le résultat des mesures. On a indiqué, entre autres, dans la littérature électrotechnique que la mesure directe de la chute de tension de machines et de transformateurs en charge sur une résistance liquide donnerait un résultat trop favorable et que même on pourrait obtenir une chute de tension négative, c'est-à-dire une élévation de tension, pour une augmentation de l'intensité de courant. De même, on pensait qu'il ne suffirait pas d'une mesure à l'ampèremètre et au voltmètre pour déterminer la puissance absorbée par le rhéostat liquide. Bien que, théoriquement, ces craintes fussent fondées, l'expérience ne les a pas confirmées.

Comme l'existence de ces phénomènes présenterait une réelle importance, l'auteur a cru utile d'en faire une étude expérimentale. Pour cela, il a fait une série d'essais sur un rhéostat liquide approprié, et a employé pour cela de faibles tensions. Le rhéostat consistait en deux plaques de fer rectangulaires maintenues verticales à une très faible distance l'une de l'autre par un cadre en bois placé de chaque côté. Entre les deux plaques était placé un fil de cuivre isolé par une couche de caoutchouc et plié en U. Le récipient était rempli d'eau distillée ou d'eau de la distribution urbaine constamment renouvelée, de sorte que la température et la résistance fussent à peu près constantes. La surface de chaque plaque en contact avec l'eau était de

4 300 centimètres carrés, et la distance moyenne des plaques était de 6 millimètres. L'intensité du courant et la tension étaient mesurées au moyen d'appareils de précision étalonnés; en même temps les courbes de courant et de tension étaient relevées au moyen d'un oscillographe de Duddell. Les courbes oscillographiques trouvées par l'auteur montrent que le courant et la tension sont parfaitement en phase : trois des courbes publiées se rapportent aux conditions expérimentales suivantes :

e	i	s	d
7,92	0,1	567 000	0,23
113,00	2,0	404 000	4,65
55,00	50	7 880	116,00

en appelant e la tension en volts, i le courant en ampères, s la résistance spécifique calculée en ohms par centimètre cube et d la densité de courant en ampères par mètre carré.

Pour l'étude des courants de grande intensité, l'auteur a employé une solution de soude. La densité de courant fut élevée jusqu'à la valeur de 1 000 ampères : les deux courbes, de courant et de tension, coïncidèrent exactement.

Les expériences montrent qu'il ne se produit aucun décalage par suite des propriétés diélectriques de l'eau, quoique, dans le rhéostat employé, l'écartement des plaques fût extrêmement faible par rapport à leur surface. Il n'y a donc à craindre aucune action de capacité dans l'emploi de rhéostats liquides pour les essais des machines en charge.

Si l'eau est remplacée par un liquide meilleur conducteur, par une solution de soude par exemple, il peut cependant se produire, dans certaines conditions, un décalage qui, évidemment, ne s'applique pas aux tensions dépassant beaucoup la tension de dissociation du liquide.

Pour étudier la condition d'emploi d'un tel liquide, l'auteur a fait une série d'expériences différentes sur un rhéostat formé de plaques de fer pla-

cées dans une solution de soude de concentration variable. L'une des dispositions adoptées consistait en trois plaques de fer parallèles : celle du milieu, formant une électrode, était à 0^{cm},14 de distance des deux autres qui, reliées ensemble, formaient la seconde électrode. La surface totale de l'électrode médiane était de 220 centimètres carrés.

Le décalage trouvé atteint son maximum pour les concentrations élevées et pour les faibles écartements de plaques. Cependant l'auteur a trouvé, avec la plus forte concentration (3 kilogrammes de soude dans 12 litres d'eau bouillante), le résultat surprenant qu'il n'existait ni décalage ni déformation des courbes. Un essai fut fait, avec cette solution concentrée, pour déterminer s'il se produit une modification pour la plus grande densité de courant possible. Dans ce but on plaça une électrode en face d'un fil de 0^{cm},5 de diamètre. Pour une longueur de 5 centimètres en contact avec le liquide, correspondant à une surface de 7^{cm²},8 on obtenait une intensité de courant de 40 ampères sous une tension de 20 à 30 volts; l'eau bouillait violemment autour du fil. Quand on soulevait légèrement le fil de fer, il se produisait dans le liquide des phénomènes lumineux accompagnés d'explosions. Les courbes de courant et de tension continuaient, néanmoins, à être exactement en phase.

Une comparaison entre les résultats obtenus avec une distance invariable des électrodes et une solution de soude de concentration variable montre que, pour une solution de 0,5 %, il n'existe pas d'action possible de capacité, tandis que, pour une solution à 5, 10 et 15 %, 20 ampères et 1, 5 à 0,9 volts, l'action de capacité est importante.

Quoique cette action de capacité semble concorder avec celle d'un condensateur, il existe cependant une dissemblance marquée, car la courbe de courant, pour une résistance liquide de ce genre, ne présente pas les harmoniques supérieurs nettement marqués que l'on trouve sur la courbe d'un condensateur réel.

E. B.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ÉRIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

MÉTHODE PRATIQUE POUR LE CALCUL DES LIGNES A COURANTS ALTERNATIFS PRÉSENTANT DE LA SELF-INDUCTION ET DE LA CAPACITÉ (suite)⁽¹⁾.

Deuxième solution. — Application indirecte de la même Méthode par la Superposition des Régimes à vide et en court-circuit. — La méthode précédente n'est pas compliquée et se prête assez facilement aux calculs graphique et algébrique ; mais elle présente le défaut de ne pas mettre nettement en évidence en tout point de la ligne l'influence de la charge, parce que cette influence intervient seulement au début du calcul dans la détermination des vecteurs $A_x B_x$ auxquels on applique ensuite le coefficient convenable de rotation et d'amortissement.

Il est beaucoup plus intéressant de mettre en évidence en chaque point de la ligne l'influence du courant débité à l'arrivée. On peut y arriver au moyen des remarques suivantes. Reportons-nous à la figure 5 ou 3 et examinons de plus près comment se forment les vecteurs A_x et B_x . Le vecteur A_x est obtenu, comme on l'a vu, en faisant tourner de l'angle bx le vecteur A_1 après l'avoir multiplié par e^{ax} et, de l'angle $-bx$, le vecteur B_1 multiplié par e^{-ax} . Or, le vecteur $OQ = A_1$ peut être considéré comme la résultante d'un vecteur égal à $1/2 U_1$ avec un vecteur $1/2 mI_1$ tourné de $-\gamma$.

Autrement dit, on a à l'arrivée les relations vectorielles :

$$\begin{aligned} \overline{A}_1 &= \frac{U_1}{2} + \left(\frac{mI_1}{2} \right)_{\text{rot} - \gamma} \\ \overline{B}_1 &= \frac{U_1}{2} - \left(\frac{mI_1}{2} \right)_{\text{rot} - \gamma} \end{aligned}$$

⁽¹⁾ Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 17 octobre et 3 novembre 1906, pages 121 et 161.

De même le vecteur RP qui représente B_1 est égal à la résultante du vecteur $1/2 U_1$ avec le vecteur $1/2 mI_1$ tourné de $-\gamma$ et changé de signe. Donc, au lieu de multiplier les résultantes A_1 et B_1 par e^{ax} et e^{-ax} respectivement et de les faire tourner des angles bx et $-bx$, on obtiendra évidemment le même résultat en faisant subir ce traitement aux composantes de A_1 et B_1 .

On peut donc considérer U_x comme la résultante de 4 vecteurs :

d'un vecteur $\left(\frac{U_1}{2} e^{ax}\right)_{\text{rot } bx}$,

c'est-à-dire, qui est multiplié par e^{ax} et a tourné d'un angle bx dans le sens positif,

et d'un vecteur $\left(\frac{U_1}{2} e^{-ax}\right)_{\text{rot } -bx}$,

c'est-à-dire, qui est multiplié par e^{-ax} et a tourné du même angle dans le sens négatif,

et, d'autre part, d'un vecteur $\left(\frac{mI_1}{2} e^{ax}\right)_{\text{rot } -\gamma + bx}$

qui a tourné d'un angle $bx - \gamma$ dans le sens positif et d'un vecteur égal qui a tourné d'un angle $bx - \gamma$ dans le sens négatif,

$$\left(\frac{mI_1}{2} e^{-ax}\right)_{\text{rot } -\gamma - bx}.$$

Mais cette expression vectorielle

$$\overline{U_x} = \left(\frac{U_1}{2} e^{ax}\right)_{\text{rot } bx} - \left(\frac{U_1}{2} e^{-ax}\right)_{\text{rot } -bx} + \left(\frac{mI_1}{2} e^{ax}\right)_{\text{rot } -\gamma + bx} - \left(\frac{mI_1}{2} e^{-ax}\right)_{\text{rot } -\gamma - bx}$$

peut être transformée en remarquant que les deux premiers termes du second membre peuvent être considérés comme les composantes en x d'un vecteur

$$U'_x = \overline{A_1} e^{ax}_{\text{rot } bx} - \overline{B_1} e^{-ax}_{\text{rot } -bx}$$

dont les composantes en o seraient simplement

$$B_1 = A_1 = \frac{U_1}{2}$$

c'est-à-dire que U'_x est la tension en x obtenue quand l'intensité $I_1 = 0$ (circuit ouvert).

On verrait de même que les deux seconds termes représentent en x le vecteur

$$\overline{U''_x} = \overline{A_1} e^{ax}_{\text{rot } bx} - \overline{B_1} e^{-ax}_{\text{rot } -bx}$$

que l'on obtiendrait en faisant à l'origine $U_1 = 0$, et $A_1 = B_1 = \frac{I_1}{2}$, c'est-à-dire en débitant le courant I_1 à l'extrémité de la ligne mise en court-circuit.

On trouverait de même en écrivant l'expression de I_x

$$I_x = \left(\frac{I_1}{2} e^{ax}\right)_{\text{rot } bx} - \left(\frac{I_1}{2} e^{-ax}\right)_{\text{rot } -bx} + \left(\frac{U_1}{2m} e^{ax}\right)_{\text{rot } -bx + \gamma} - \left(\frac{U_1}{2m} e^{-ax}\right)_{\text{rot } -bx - \gamma}$$

que le courant en x est la résultante de deux courants obtenus en faisant successivement les deux mêmes hypothèses.

Si le courant I_1 est décalé d'un angle de phase γ_1 par rapport à U_1 , il doit en être évidemment de même des vecteurs $\frac{I_1}{2}$ et $\frac{mI_1}{2}$ qui figurent dans les égalités vectorielles précédentes.

On arrive en définitive ainsi à ce théorème :

Théorème II. — Le régime U_x, I_x en chaque point de la ligne peut être obtenu par la superposition du régime de la ligne à vide U'_x, I'_x avec le régime U''_x, I''_x que présenterait la même ligne mise en court-circuit à son extrémité, si elle était parcourue par le courant I_1 en ayant soin de décaler les vecteurs de ce dernier régime de l'angle φ_1 qui représente le décalage réel de I_1 par rapport à la tension U_1 au bout de la ligne.

Ce théorème qu'on vient de démontrer par des considérations géométriques peut être généralisé sous cette forme :

Tout vecteur de courant ou de tension correspondant à une extrémité de la ligne ayant été décomposé en un nombre quelconque de composantes auxquelles on fera subir la même opération, consistant en une décomposition en deux vecteurs d'amplitude moitié moindre affectés de rotations opposées proportionnelles à $\pm bx$ et de variations inverses $e^{\pm ax}$, le vecteur résultant au point x s'obtiendra en recomposant les vecteurs ainsi modifiés.

Cette propriété est d'ailleurs évidente au point de vue algébrique, par le seul fait que les équations différentielles du second ordre (3) et (4) qui nous servent de point de départ sont linéaires et à coefficients constants. Par conséquent si on a obtenu séparément plusieurs solutions de la forme

$$\begin{cases} v = A_1 e^{ax} \sin(\omega t + bx - x) + B_1 e^{-ax} \sin(\omega t - bx - \beta) \\ i = A_1 e^{ax} (\sin \omega t + bx - x) - B_1 e^{-ax} (\sin \omega t - bx - \beta) \end{cases}$$

satisfaisant séparément à des conditions aux limites, la somme de toutes ces solutions sera aussi une solution pour le cas où les différentes conditions aux limites pourront elles-mêmes être combinées ensemble.

C'est précisément le cas qui se présente pour les deux conditions aux limites qui nous servent ici, car un régime de courant I_1 et de tension U_1 à la réception est équivalent à la combinaison d'un régime de courant nul à la tension U_1 et d'un régime de courant I_1 à tension nulle, si l'on a soin de maintenir entre ces deux régimes composants le décalage φ_1 .

Application du théorème II. — Comme nous avons plus haut calculé graphiquement et algébriquement ces deux cas, rien n'est plus facile que de les superposer pour obtenir le régime de la ligne en charge.

1° *Solution graphique.* — On tracera la courbe des tensions et des courants à vide, en ayant soin comme plus haut de décaler ces derniers d'un angle γ en avance.

De même on tracera la courbe des intensités de court-circuit et des tensions correspondantes le long de la ligne, en ayant soin, comme plus haut, de décaler ceux-ci d'un angle γ en retard.

Ensuite il suffira de superposer les deux épreuves, en leur donnant un même pôle commun O et en décalant l'axe des courants de court-circuit par rapport à l'axe des tensions à vide d'un angle égal au décalage de phases φ_1 qui doit exister à l'extrémité d'arrivée de la ligne. Pour faciliter la construction de résultantes, on remplacera les vecteurs de la seconde épreuve par des vecteurs égaux et de sens contraires ce qui revient à faire subir aux axes XOY de la seconde épreuve une rotation supplémentaire de 180° . Il suffira alors de joindre les points correspondants des courbes de tension des deux épreuves pour obtenir les vecteurs des tensions résultantes; en joignant de même les points correspondants des courbes d'intensité on obtiendra les vecteurs des intensités correspondantes.

Pratiquement, cette superposition des épreuves peut se faire très commodément pour des angles φ_1 variés en tirant des bleus (phototypies au ferroproussiate) de deux calques superposés enfilés tous deux en leur point O sur une pointe d'aiguille logée dans un trou de la

glace du châssis photographique. Une fois le bleu obtenu, on n'a plus qu'à joindre les points correspondants par des traits à l'encre comme le représentent par exemple les figures.

2° *Solution algébrique* — Il est intéressant de pouvoir exprimer directement les résultats en valeur algébrique, soit qu'on veuille se passer des épures, soit qu'on veuille les contrôler. On les obtient en se servant des formules algébriques indiquées plus haut pour les angles et les vecteurs dans les deux cas particuliers. Il suffit de se rappeler que si le courant I_1 n'est pas décalé par rapport à U_1 , les deux vecteurs U_1 et I_1 de l'épure sont en prolongement l'un de l'autre et que, si le courant I_1 est en retard de phase d'un angle φ_1 dans les appareils récepteurs, les axes XOY doivent être tournés par rapport à X_0OY_0 d'un angle $-\varphi_1$, ainsi que les axes $X''OY''$ qui sont solidaires avec XOY.

La tension au point x résulte de la composition des vecteurs Oq et Om'' (fig. 3 et 5) qui ont respectivement pour longueurs

$$\overline{Oq} = U_1 \sqrt{\frac{\cosh 2ax - \cos 2bx}{2}} \quad \overline{Om''} = m I_1 \sqrt{\frac{\cosh 2ax + \cos 2bx}{2}}.$$

De même l'intensité résulte des deux vecteurs

$$\begin{aligned} Om &= I_1 \sqrt{\frac{\cosh 2ax - \cos 2bx}{2}} \\ Oq'' &= \frac{U_1}{m} \sqrt{\frac{\cosh 2ax + \cos 2bx}{2}}. \end{aligned}$$

Les angles ψ et ξ entre Oq et Om'' et entre Om et Oq'' dans le cas où le courant I_1 est en phase avec U_1 , ont respectivement pour valeurs

$$\begin{aligned} \widehat{qOm''} &= \widehat{mOm''} = \arctg \left(\frac{\sin 2bx}{\sinh 2ax} \right) - \gamma \\ \widehat{mOq''} &= qOq'' = \arctg \left(\frac{\sin 2bx}{\sinh 2ax} \right) + \gamma. \end{aligned}$$

Le décalage φ_1 du courant reçu OM par rapport à la tension de réception OQ a pour effet de réduire le premier angle de φ_1 et d'augmenter le second de φ_1 . D'où (fig. 5):

$$\begin{aligned} \psi &= \arctg \left(\frac{\sin 2bx}{\sinh 2ax} \right) - (\gamma + \varphi_1) \\ \xi &= \arctg \left(\frac{\sin 2bx}{\sinh 2ax} \right) + \gamma + \varphi_1. \end{aligned}$$

On peut alors résoudre les triangles qOm'' et mOq'' (en appelant m'' et q'' les symétriques de m'' et q'' par rapport à O):

$$u_x^2 = U_1^2 \left(\frac{\cosh 2ax - \cos 2bx}{2} \right) + m^2 I_1^2 \left(\frac{\cosh 2ax + \cos 2bx}{2} \right) + m U_1 I_1 \cos \psi \sqrt{\cosh^2 2ax - \cos^2 2bx}$$

et de même

$$j_x^2 = I_1^2 \left(\frac{\cosh 2ax - \cos 2bx}{2} \right) + \left(\frac{U_1}{m} \right)^2 \left(\frac{\cosh 2ax + \cos 2bx}{2} \right) + \frac{U_1 I_1}{m} \cos \xi \sqrt{\cosh^2 2ax - \cos^2 2bx}.$$

Ces formules sont susceptibles de formes variées suivant les applications; il est avantageux par exemple dans certains cas de caractériser le circuit récepteur à l'arrivée par la résistance R_1 et son inductance L_1 . D'où l'on déduit le décalage φ_1 et l'impédance Z_1 spéciale à ce circuit

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{\omega L_1}{R_1} \quad Z_1 = \sqrt{R_1^2 + \omega^2 L_1^2}$$

et on a la relation

$$U_1 = Z_1 I_1.$$

D'où en substituant + dans (—) on obtient une relation directe entre le courant débité I_1 et la tension au départ totale U_0 .

$$I_1 = \frac{U_0}{\sqrt{2} \sqrt{(Z_1^2 + m^2) \coth 2ax + (m^2 - Z_1^2) \cos^2 bx + 2mZ_1 \cos \psi \sqrt{\coth^2 2ax - \cos^2 2bx}}}$$

et, par suite, la tension d'arrivée $Z_1 I_1$ est connue en fonction de la tension au départ.

La composition des vecteurs peut se faire autrement, en calculant par rapport aux axes $X_0 O Y_0$ les projections des vecteurs composants.

Par exemple les projections de la tension résultante U_x s'obtiendront en faisant la somme des projections connues du vecteur U_x par rapport à ces axes et du vecteur V_x dont les projections sont connues par rapport aux axes $X'' O Y''$ décalés de l'angle $-(\varphi + \gamma)$.

$$\begin{aligned} (U_x)_{OX_0} &= U_1 \coth ax \cos bx \\ &\quad + mJ_1 [\sinh ax \cos bx \cos (\gamma + \varphi_1) + \coth ax \sin bx \sin (\gamma + \varphi_1)] \\ (U_x)_{OY_0} &= U_1 \sinh ax \sin bx \\ &\quad + mJ_1 [-\sinh ax \cos bx \sin (\gamma + \varphi_1) + \coth ax \sin bx \cos (\gamma + \varphi_1)]. \end{aligned}$$

On obtiendrait de même, par rapport aux mêmes axes, les projections du courant total J_x , résultante du courant I_x dont les axes XOY sont décalés de $-\varphi_1$ par rapport à $X_0 O Y_0$ et de J_z dont les coordonnées ont subi une rotation de γ

$$\begin{aligned} (J_x)_{OX_0} &= J_1 \coth ax \cos bx \cos \varphi_1 + J_1 \sinh ax \sin bx \sin \varphi_1 \\ &\quad + \frac{U_1}{m} [\sinh ax \cos bx + \gamma - \coth ax \sin bx \sin + \gamma] \\ (J_x)_{OY_0} &= J_1 \coth ax \cos bx \sin \varphi_1 - J_1 \sinh ax \sin bx \cos \varphi_1 \\ &\quad + \frac{U_1}{m} [\sinh ax \cos bx \sin + \gamma + \coth ax \sin bx \cos + \gamma]. \end{aligned}$$

Comme précédemment, les valeurs ne contiennent aucune imaginaire et sont assez faciles à calculer par logarithmes; on peut en déduire ensuite les valeurs efficaces résultantes U_x , J_x et le décalage entre les deux vecteurs, par les formules connues:

$$\begin{aligned} U_x &= \sqrt{(U_x)_{OX_0}^2 + (U_x)_{OY_0}^2} \\ J_x &= \sqrt{(J_x)_{OX_0}^2 + (J_x)_{OY_0}^2} \\ \text{tang. angle } (U_x, J_x) &= \frac{(U_x)_{OY_0} (J_x)_{OX_0} - (U_x)_{OX_0} (J_x)_{OY_0}}{(U_x)_{OX_0} (J_x)_{OX_0} + (U_x)_{OY_0} (J_x)_{OY_0}}. \end{aligned}$$

D'où on peut déduire le cosinus du même angle, et par suite le facteur de puissance de la transmission.

Exemple concret. — Sur l'épure de la figure, donnée à titre d'exemple, le fonctionnement en court-circuit est représenté dans les deux hypothèses: l'une correspondant à un décalage nul ($\cos \varphi_1 = 1$) du courant à l'arrivée (courbes des I_1 tracées en traits pleins), l'autre à un décalage $\varphi_1 = 37^\circ$, c'est-à-dire $\cos \varphi_1 = 0,80$ (courbes des I_1 tracées en traits pointillés). Les courbes Q et P sont obtenues simplement en faisant tourner de 37° les axes XOY . L'intérêt de la comparaison réside surtout dans les valeurs des tensions totales et des courants totaux au départ; on remarque ainsi que le décalage à l'arrivée, qui équivaut à la consommation d'un certain courant décalé en arrière, que tend à compenser le courant de capacité, est favorable à la réduction des courants dans chaque point de la ligne et par suite au rendement de celle-ci.

L'épure, reproduite à une échelle réduite, se rapporte à une transmission triphasée pro-

jetée de 1 000 kilomètres, débitant à l'arrivée un courant de $I_1 = 100$ ampères par phase, à 25 périodes, sous une tension étoilée U_1 de 60 000 volts (correspondant à 103 900 volts entre fils). Les 3 conducteurs de la ligne en câbles toronnés ont chacun 83 millimètres carrés, sous 11^{mm},6 de diamètre extérieur; leur écartement est de 2^m,50, et leur hauteur moyenne, 6 mètres au-dessus du sol.

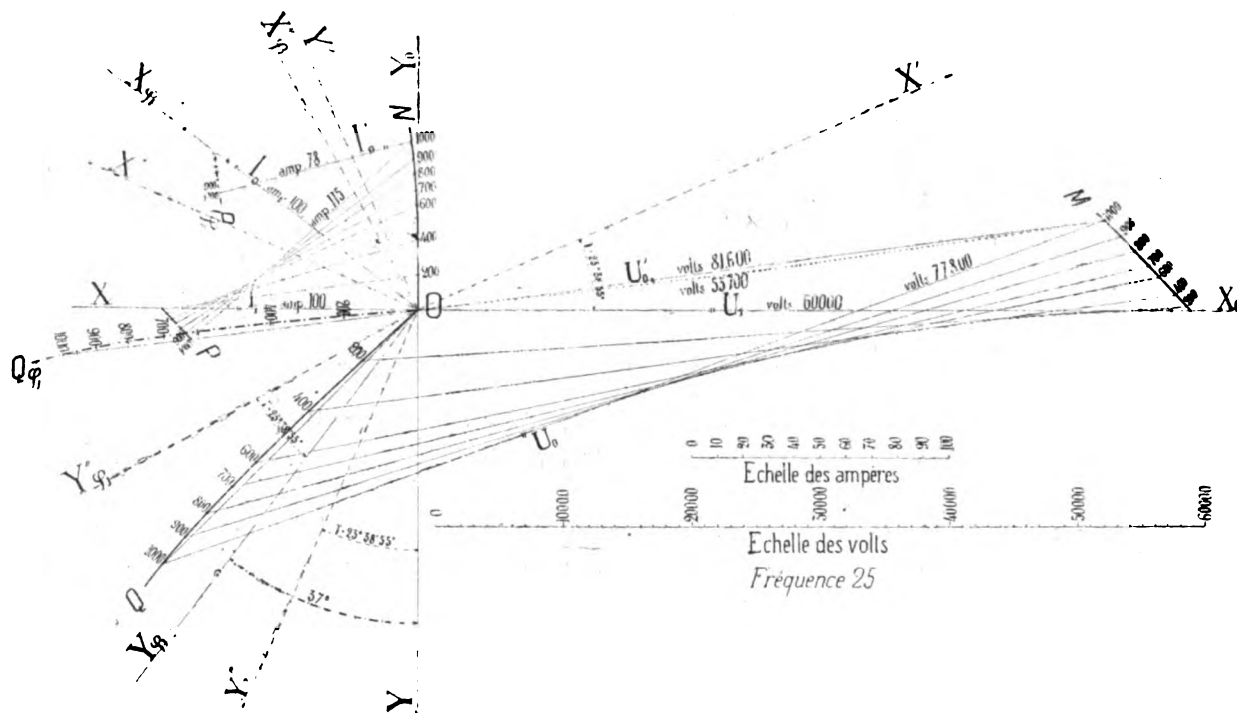


Fig. 6. — Épure d'une transmission triphasée à 1 000 kilomètres.

Les constantes kilométriques de chaque conducteur sont : $r = 0,215$ ohm ; $l = 1,2632$ millihenry ; $c = 0,007129$ microfarad ; $z = 0,29257$ ohm ; g a été pris égal à zéro, vu sa faible valeur, à défaut de chiffres d'expérience. On en a déduit : $a = 0,000229605$; $b = 0,000524334$; $m = 511,12$; $\gamma = 23^{\circ}38'55''$. On a tracé les courbes par points par rapport aux divers axes au moyen des formules données plus haut pour les deux solutions particulières, à vide et en court-circuit (Les calculs numériques des ordonnées seront d'ailleurs reproduits plus loin en détail). Cela fait on n'a plus qu'à lire sur l'épure toutes les valeurs intéressantes des tensions et courants obtenus, par exemple tous les 100 kilomètres. Notamment au point 1 000 kilomètres (départ), on obtient le régime à fournir par l'usine génératrice :

	Pour $\cos \varphi_1 = 1$ ($\varphi_1 = 0$)	Pour $\cos \varphi_1 = 0,80$ ($\varphi_1 = 37^{\circ}$)
Tension résultante.	$U_0 = 77\ 800$ volts	$U'_0 = 81\ 600$ volts
Courant résultant.	$I_0 = 115$ amp.	$I'_0 = 78$ amp.
Projection de I_0 sur U_0 ou U'_0	107,5 amp.	77,5 amp.
Facteur de puissance $\cos \varphi_0$	0,93	0,99
Puissance $U_0 I_0 \cos \varphi_0$	25 090 kw.	18 972 kw.
Puissance $U_1 I_1 \cos \varphi_1$	18 000	14 400
Rendement de la transmission.	0,72	0,76

Le rendement de la transmission dans le second cas est meilleur que dans le premier ; mais la différence disparaîtrait si on portait en même temps le courant débité à 125 ampères pour distribuer la même puissance totale.

On remarquera sur l'épure que la courbe ON s'écarte peu de sa tang. à l'origine perpendiculaire à OX ; de même la courbe OQ s'écarte peu de la forme rectiligne et sa tang. à l'origine fait, avec OY, un angle égal à 2γ . Ces deux propriétés qu'il est facile de démontrer par le calcul, donnés plus loin, des coefficients angulaires des tangentes, correspondent seulement au cas d'une perditance nulle ($g=0$) ; on trouve alors $\tan \gamma = \frac{r}{\omega l}$, c'est-à-dire que pour les très faibles parcours tout se passe comme si l'on avait affaire à une ligne présentant seulement de la résistance et de l'inductance sur laquelle serait branchée en dérivation une capacité.

Démonstration plus rapide de la solution II, fondée sur la superposition de deux régimes. — La démonstration qui précède s'appuie seulement sur des considérations géométriques, qui évitent l'introduction de variations imaginaires, mais qui l'alourdissent. Il paraît donc utile de donner ici une autre démonstration plus rapide au moyen des imaginaires pour les lecteurs qui préféreraient cette méthode.

Comme plus haut, quel que soit le nombre de phases de courant alternatif à transmettre, nous considérerons séparément chaque conducteur de la ligne, en supposant que celle-ci est complétée fictivement par un conducteur de retour de résistance nulle, parcouru par un courant nul. Soient donc encore : r , l , z , la résistance, la self-induction et l'impédance linéiques (l'unité de longueur étant en pratique le kilomètre) d'un des conducteurs utiles de la ligne ; c et g sa capacité et sa perditance linéique (coefficient de fuite ou conductance de perte) par rapport au conducteur de retour fictif ; u la tension au temps t , mesurée par rapport au conducteur de retour au point x et au temps t ; i l'intensité au même point, au temps t . Le régime au point x est déterminé par les deux équations différentielles connues (1) et (2), d'où l'on déduit par élimination (3) et (4)

$$\left. \begin{aligned} \frac{di}{dx} &= gu + c \frac{du}{dt} & (1) \\ \frac{d^2u}{dx^2} &= rgi + (rc + lg) \frac{du}{dt} + cl \frac{d^2i}{dt^2} & (3) \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} \frac{du}{dx} &= ri + l \frac{di}{dt} & (2) \\ \frac{d^2i}{dx^2} &= rgi + (rc + lg) \frac{di}{dt} + cl \frac{d^2i}{dt^2} & (4) \end{aligned} \right\}$$

Si l'on pose

$$u = Ue^{j\omega t}; \quad i = Ie^{j(\omega t - \phi)}, \quad \text{avec } j = \sqrt{-1}, \quad (5)$$

en appelant U et I les amplitudes des variations de la tension et du courant au point x , l'équation 3 se transforme en (6)

$$\frac{d^2U}{dx^2} = [(rg - \omega^2 cl) + j\omega(rc + lg)] U \quad (6)$$

qui admet, comme on sait, pour intégrale générale

$$U = Ae^{(a + bj)x + \beta} + Be^{-(a + bj)x + \beta} \quad (7)$$

en appelant A et B , θ et θ' des constantes d'intégration et a et b , deux coefficients qui ont pour expression les deux racines de l'équation

$$(a + bj)^2 = rg - \omega^2 cl + j\omega(rc + lg).$$

D'après l'équation (4) l'amplitude du courant I doit avoir une expression de même forme

que U ; nous préférons déterminer I en fonction de U en intégrant l'équation (1) par rapport à x après y avoir remplacé u et i par leur valeur (5); d'où

$$I = \frac{g + j\omega c}{a + jb} [Ae^{(a + bj)x + j\theta} + Be^{-(a + bj)x + j\theta}] = \sqrt{\frac{g^2 + \omega^2 c^2}{a^2 + b^2}} [Ae^{(a + bj)x + j(\theta + \gamma)} - Be^{-(a + bj)x + j(\theta + \gamma)}] \quad (8)$$

en posant

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{a\omega c - bg}{ag + \omega cb}.$$

L'intensité se trouve ainsi exprimée en fonction des mêmes constantes d'intégration A et B , θ , θ' que la tension et de γ . On voit que la tension est exprimée par la somme géométrique de deux vecteurs affecté chacun d'un coefficient d'affaiblissement et d'une rotation de sens inverses, et que l'intensité est représentée par la différence géométrique des mêmes vecteurs multipliés d'autre part par un facteur constant m et affectés d'une rotation initiale constante γ . On passerait de même inversement de la connaissance des vecteurs constituants de I à la connaissance des vecteurs constituants de U , au moyen de multiplications par m et d'une rotation préalable de l'angle $-\gamma$.

Cette règle générale peut être appliquée à un ensemble de plusieurs solutions par superposition, en remarquant que si l'on connaît plusieurs solutions de la forme (7) satisfaisant aux équations aux dérivées partielles à coefficients constants (3) et (4), la somme de ces solutions sera également une solution, pourvu que les conditions limites restent compatibles. Cette propriété permet d'abord de décomposer tous courants alternatifs à transmettre en série d'harmoniques constituants; elle permet ensuite de décomposer chaque harmonique en un certain nombre de termes composants, ce qui est notre but.

Supposons qu'on prenne comme origine de la ligne le point d'arrivée; le régime à l'arrivée est défini pour la fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$ des courants alternatifs considérés, par les amplitudes et phases de la tension U_1 et du courant total I_1 débité dans les organes récepteurs sous un décalage φ_1 par exemple. Nous considérerons séparément deux solutions des équations correspondant respectivement à l'hypothèse d'une tension U_1 combinée avec un courant nul (marche à vide) et d'un courant I_1 combiné avec une tension nulle (marche en court-circuit), en déterminant dans chacune de ces hypothèses des valeurs de A et B correspondantes; on peut ensuite superposer les deux solutions à la seule condition d'établir entre elles un décalage de phase tel qu'à l'arrivée I_1 soit décalé de l'angle donné φ_1 par rapport à U_1 . Autrement dit, le régime de la ligne peut être obtenu par la superposition, *sous un angle de décalage convenable*, des régimes de marche à vide et d'un fonctionnement en court-circuit débitant le courant I_1 .

Dans le premier régime le courant d'arrivée I_1 étant nul on a évidemment $A = B = \frac{U}{2}$, et on peut faire $\theta = 0$ en faisant coïncider U_1 en l'axe OX_1 . Les équations (7) et (8) prennent alors la forme

$$\left. \begin{aligned} U &= \frac{U_1}{2} (e^{ax} + e^{-ax}) \cos bx + j \frac{U_1}{2} (e^{ax} + e^{-ax}) \sin bx = (U_1 \operatorname{coh} ax \cos bx + j U_1 \operatorname{sih} ax \sin bx) \\ I &= \left(\frac{U_1}{m} \operatorname{sih} ax \cos bx + j \frac{U_1}{m} \operatorname{coh} ax \sin bx \right) e^{j\gamma} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

la première représentant la tension répartie à vide U , la seconde le courant de capacité à vide J . Dans chaque parenthèse le terme réel peut être considéré comme l'abscisse et le coefficient de j comme l'ordonnée du vecteur correspondant, en remarquant seulement que

les axes $X'OY'$ auxquels sera ainsi rapporté J doivent être tournés de l'angle γ dans le sens positif par rapport aux axes X_0OY_0 de la courbe de U . Rien n'est donc plus facile que de construire les lieux des extrémités de ces vecteurs U et J en fonction de la distance x sous forme de courbes : en calculant les coordonnées par ces formules.

Dans le second régime (intensité à l'arrivée = I_1 , tension nulle) on a les valeurs $A=B=\frac{I_1}{2}$, d'où l'on déduit par les équations (7) et (8) en faisant $\theta'=\varphi_1$ les nouvelles valeurs (10) des vecteurs du courant utile I et de la chute de tension correspondante V produite par l'impédance :

$$\left. \begin{aligned} I &= [I_1 \cosh ax \cos bx + jI_1 \sinh ax \sin bx] e^{-j\varphi_1} \\ V &= [mI_1 \sinh ax \cos bx + jmI_1 \cosh ax \sin bx] e^{-j(\varphi_1 + \gamma)} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Comme plus haut, ces expressions indiquent les coordonnées des extrémités des vecteurs par rapport à des axes rectangulaires que nous appellerons XOY et $X''OY''$ respectivement en retard sur X_0OY_0 de l'angle φ_1 et de l'angle $\varphi_1 + \gamma$. A côté des points de chaque courbe on inscrira la valeur correspondante de la distance x qui a servi à le déterminer par les équations ci-dessus.

Chaque régime est donc caractérisé par deux courbes de tension et de courant et la superposition des régimes se traduit par une superposition géométrique de deux épures ; on remarquera que si l'angle $\varphi_1 = 0$ l'axe du courant I_1 coïncide avec l'axe de la tension U_1 et les axes $X''O''Y''$ sont symétriques de $X'O'Y'$ par rapport à OX ; alors on peut simplement faire coïncider les axes des deux épures en les superposant l'une sur l'autre. Quand il y a un décalage de phase φ_1 entre U_1 et I_1 à l'arrivée, il suffit, pour en tenir compte, de faire tourner du même angle la seconde épure par rapport à la première. Pour obtenir les tensions résultantes, il n'y a qu'à joindre deux à deux les points correspondants (même x) des courbes de même espèce M et P ; de même les vecteurs des courants résultants de I et de J s'obtiennent en joignant les points correspondants des courbes N et Q . Une simple mesure sur l'épure indiquera les grandeurs des tensions et des courants en tous points de la ligne, leurs phases respectives et les différences de phase entre deux quelconques de ces quantités. Le produit de la tension au départ U_0 par la projection de l'intensité I_0 au départ sur U (produit géométrique $U_0 I_0$) mesure la puissance au départ P_0 de la même manière que l'on connaît d'autre part la puissance à l'arrivée P_1 par le produit géométrique $U_1 I_1$; le rapport des deux donne le rendement de la transmission, et leur différence est la perte en ligne.

(A suivre.)

A. BLONDEL.

APPLICATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ DANS LES USINES A GAZ

L'emploi de moteurs électriques dans les différentes industries se répand de plus en plus. Certaines usines, cependant, étaient restées un peu en arrière dans cette voie, soit parce que les services qu'elles pouvaient attendre des moteurs électriques ne leur étaient pas encore apparu nettement, soit parce que les conditions particulières qu'elles présentent leur faisaient craindre un fonctionnement défectueux de ce genre de machines. Telles étaient, en particulier, les usines à gaz.

••

Mais, depuis peu, les applications des moteurs électriques pour la commande des nom-



Fig. 1. — Moteur hermétique A. E. G.

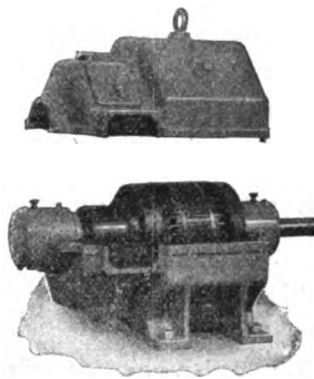


Fig. 2. — Moteur spécial ouvert.

vement leur fonctionnement. L'Allgemeine Elektrizitäts Gesellschaft, se rendant compte des difficultés toutes particulières que présente l'emploi de moteurs électriques dans les usines à gaz, a établi, pour ces applications, des types spéciaux d'appareils ou de moteurs à vitesse variable hermétiquement cuirassés et fermés, et, malgré cela, d'une visite et d'un démontage faciles. Les figures 1 et 2 donnent deux types excellents de ces moteurs ; la figure 3 représente un régulateur de vitesse, ou controller, que ferme hermétiquement une enveloppe en tôle, et la figure 4 représente un interrupteur

spécial. Les joints en sont

rendus absolument étanches contre les poussières et les vapeurs causées par l'humidité grâce à des bandes de feutre que l'on y introduit avant serrage ; ces bandes se détériorent lentement et leur remplacement n'est nécessaire que tous les six mois. La figure 1 montre un moteur établi pour présenter un bon refroidissement ; cet appareil n'est pas complètement hermétique. Quant à la figure 2 elle représente au contraire un moteur tout à fait hermétique destiné à la commande de machines de chargement du type de Brouwer qui exigent une vitesse variable entre des limites étendues. Ce moteur se sépare en deux parties assemblées suivant un plan horizontal ; les bornes pour l'entrée des câbles sont établies d'une

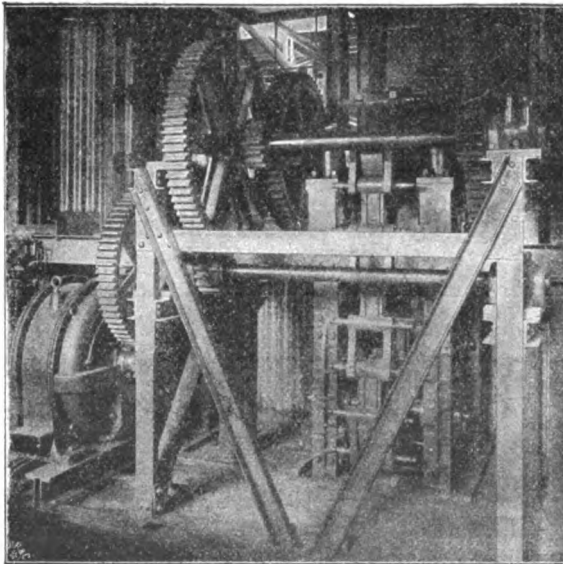


Fig. 5. — Tricurs Bradley (usine de Nuremberg).

façon spéciale pour éviter toute introduction de poussières. Les dimensions des moteurs

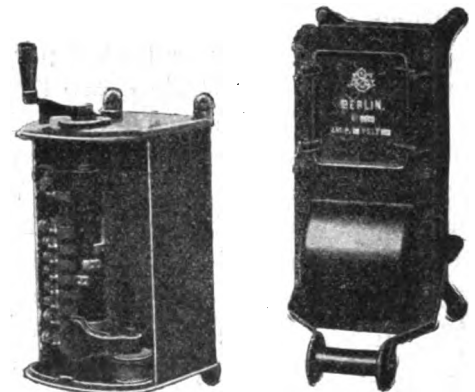


Fig. 3. — Controller. Fig. 4. — Interrupteur.

sont telles qu'aucun échauffement n'est à craindre, même pour un service ininterrompu.

Les résistances de démarrage et de réglage employées avec le controller de la figure 3 sont aussi enfermées dans des caisses en fonte hermétiques. Le controller de la figure 3 peut être contenu dans une caisse à huile, au lieu d'être simplement muni d'une enveloppe de tôle. L'interrupteur de la figure 4 contient, dans le même coffret hermétique, les plombs fusibles de sécurité formant coupe-circuit; on ne peut ouvrir le coffret pour remettre des plombs fondus que quand l'interrupteur est ouvert.

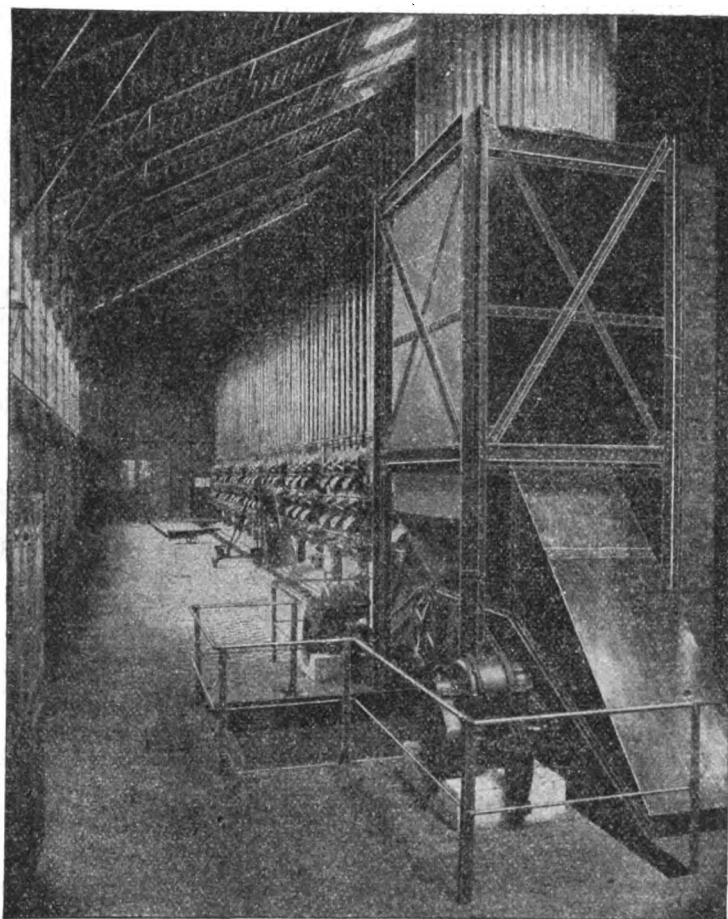


Fig. 6. — Salle des fours (usine de Nuremberg).

L'A. E. G. a fait, avec ces appareils, plusieurs installations complètes d'usines à gaz dont la description présente un réel intérêt. Nous passerons en revue les principaux appareils ou machines ainsi équipés électriquement par l'A. E. G., et dont le total présente une puissance de plus de 5000 chevaux.

La figure 5 représente un des trieurs Bradley de l'usine de Nuremberg actionnés électriquement. Ces appareils reçoivent le charbon provenant de deux concasseurs broyant par heure 40 tonnes et commandés chacun par un moteur triphasé de 14 chevaux, qui entraîne également un crible cylindrique ayant pour fonction d'éliminer d'abord tous les petits fragments de charbon. Les trieurs Bradley distribuent à différentes courroies transporteuses les fragments de charbon de différentes grosseurs. A leur tour, ces courroies déposent,

dans des soutes différentes, le charbon qu'elles ont reçu. Chaque trieur Bradley est entraîné par un moteur triphasé de 20 chevaux commandant l'appareil par un train d'engrenage. Les moteurs sont hermétiques : la capacité des appareils est de quarante tonnes par heure. Les bandes sans fin qui transportent le charbon jusqu'aux soutes sont au nombre de huit et elles sont commandées, par une transmission unique actionnée par un ou deux moteurs de 10 chevaux.

Un transporteur à augets conduit le charbon depuis les soutes jusqu'à la salle des fours que représente la figure 6 ; le moteur, qui l'entraîne par l'intermédiaire d'une courroie, a une puissance de 4 chevaux. Cette salle est desservie par un appareil de Brouwer commandé par un moteur de quatre chevaux.

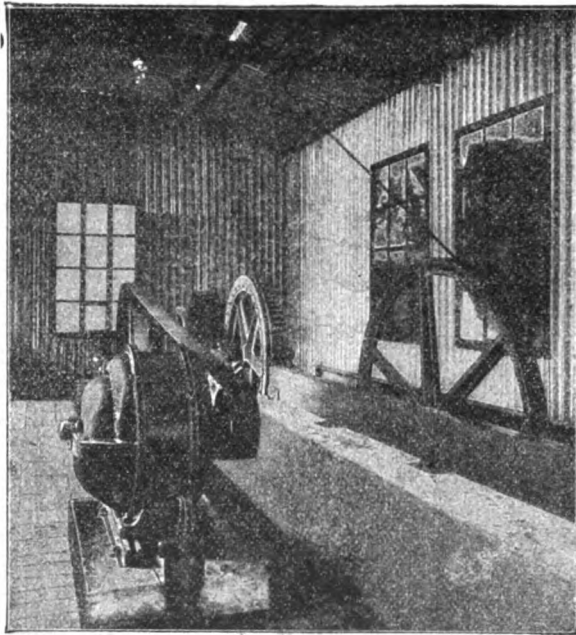


Fig. 7. — Commande du câble du chemin de fer Heckel.

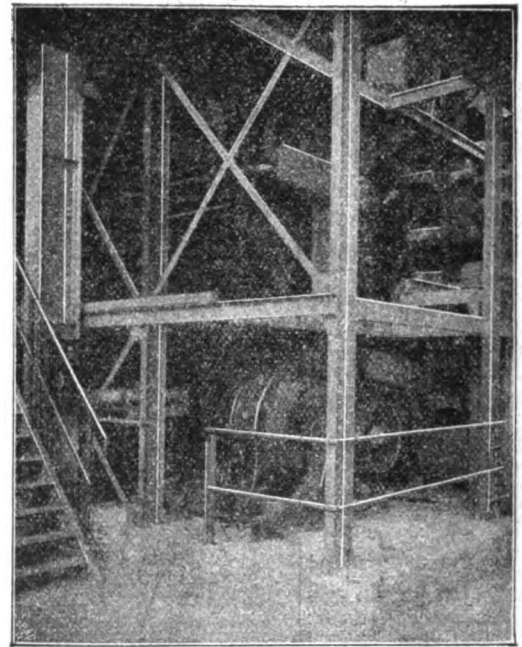


Fig. 8. — Préparation du coke (usine de Berlin).

A la sortie des fours, le coke passe sur un chemin de fer à câble de 750 mètres de longueur commandé par un moteur triphasé de 10 chevaux (fig. 10) ; à l'extrémité de ce chemin de fer sont placés les dépôts de coke.

A l'usine de Berlin le déchargement du coke est effectué par un pont roulant et une grue superposée. Ce pont est actionné par deux moteurs série à courant continu réglés au moyen de contrôleurs série-parallèle. Le chemin de fer à câble passe sur le pont en formant une boucle ; le déchargement se produit automatiquement aux points voulus. La grue qui se déplace au-dessus du pont sert à prendre et à décharger, au moyen d'une griffe, le coke placé par terre : les mouvements d'ouverture et de fermeture de la griffe sont effectués par l'action d'un moteur électrique : le soulèvement, l'abaissement et le déplacement du câble soutenant cette griffe sont assurés par deux moteurs ; le déplacement du pont est assuré par trois moteurs de 10 chevaux. La griffe est commandée par un contrôleur inverseur ; le chariot de la grue est actionné au moyen de deux contrôleurs inverseurs. La capacité de la griffe est de 100 mètres cubes de coke par terre.

La figure 8 représente la partie inférieure de l'installation de préparation du coke de l'usine de Berlin-Tegel. Deux moteurs de 50 chevaux, à la vitesse de 580 tours par minute, actionnent les élévateurs, broyeurs, etc. La figure 9 représente la commande d'un élévateur à coke entraîné par un moteur shunt tournant à la vitesse de 1 000 tours par minute.

Pour le charbon, on emploie deux broyeurs-contasseurs entraînés chacun par un moteur de 60 chevaux : ces appareils débitent respectivement 30 tonnes à l'heure et l'un ou l'autre peut être commandé par l'un ou l'autre des deux moteurs. Deux élévateurs de 150 tonnes à l'heure transportent le charbon et sont entraînés chacun par un moteur de 30 chevaux à 700 tours par minute.

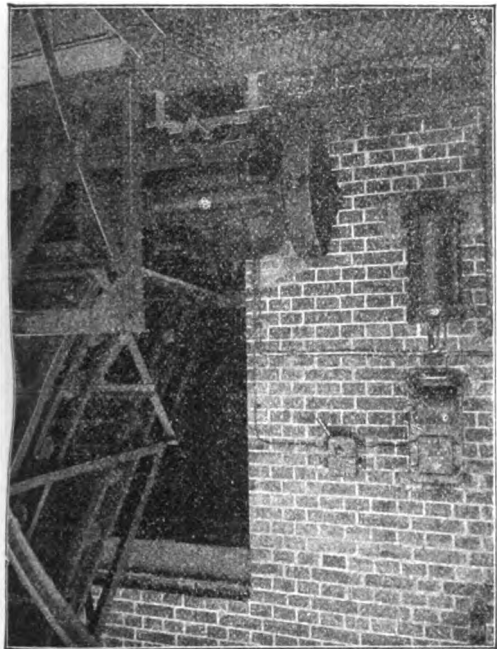


Fig. 9. — Élévateur à coke (usine de Berlin).

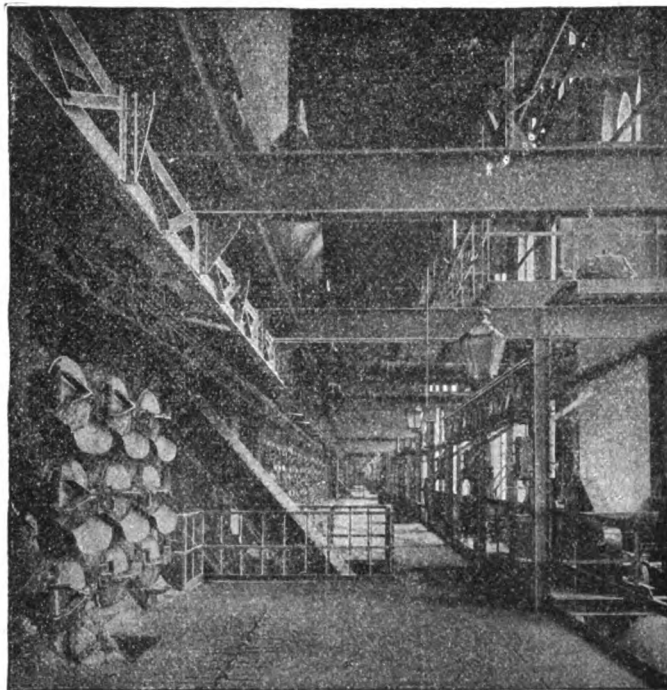


Fig. 10. — Salle des fours : côté du déchargement (usine de Berlin).

La figure 10 représente une salle de fours, vue du côté du déchargement. Chaque salle de fours contient cinq systèmes de 8 fours à 9 cornues, soit 360 cornues de 5 mètres de longueur (fours Coze).

Cinq appareils de Brouwer et les quatre élévateurs desservent 72 cornues. En 24 heures, il y a 12 charges. La commande des différents appareils est assurée par 12 électromoteurs de 5 chevaux à 100 tours par minute.

A Rixdorf, près de Berlin, des grues à griffe déchargent 35 tonnes de charbon par heure ; la griffe et le mouvement de levage sont actionnés chacun par un moteur triphasé de 30 chevaux. Le charbon déchargé par la grue à griffe est emporté par un chemin de fer à câble (fig. 11), commandé par un moteur triphasé de 6 chevaux.

L'usine à gaz de la Danzigerstrasse, à Berlin, contient 30 moteurs électriques dont l'un, de 18 chevaux, actionne le déchargeur de wagons que représente la figure 12 : cet appareil assure par heure le déchargement de 8 wagons de 10 tonnes ou de 6 wagons de 15 tonnes ou de 4 wagons de 20 tonnes.

La figure 13 représente un transporteur à chaînes pour le charbon employé dans la même

usine : ces transporteurs sont commandés par des moteurs shunt de 10 chevaux à 775 tours par minute. Une courroie sans fin de 150 mètres de longueur dessert la salle des fours ;

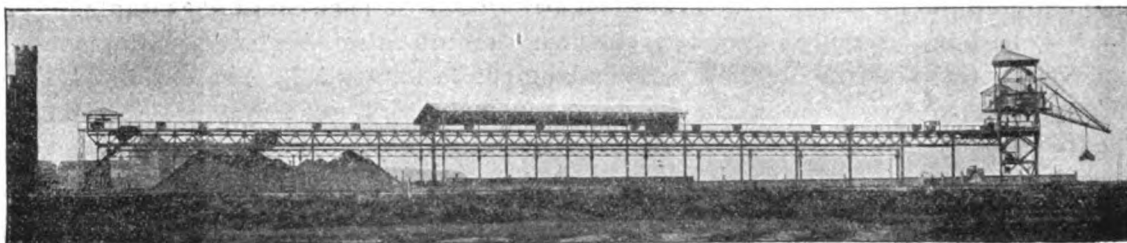


Fig. 11. — Chemin de fer à câble (usine de Brixdorf, près Berlin).

elle est entraînée par un moteur de 13 chevaux à 1050 tours et peut transporter 50 tonnes par heure.

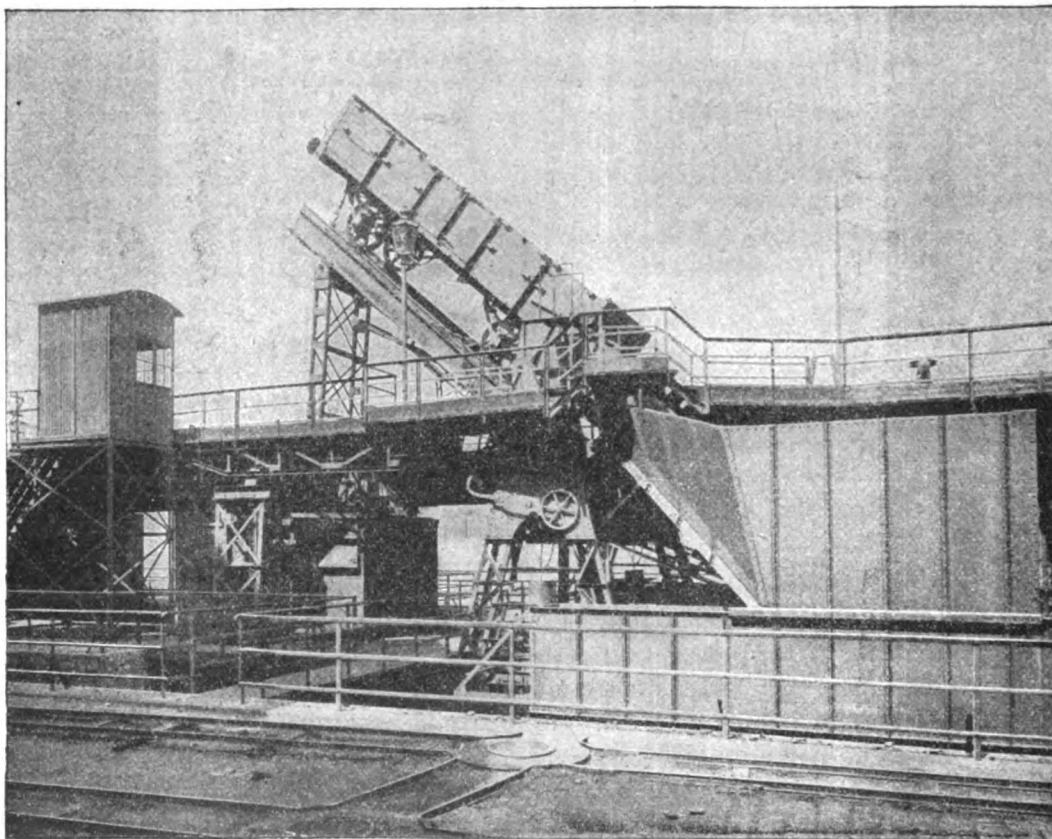


Fig. 12. — Appareil pour décharger le wagon (usine de Berlin).

La figure 14 montre une machine à charger, système de Brouwer, employée dans une autre usine de Berlin. Le chargement de chaque cornue dure 10 à 12 secondes : il est assuré par trois moteurs spéciaux (fig. 2). Un seul homme suffit pour la manœuvre. La longueur de chaque cornue est de 3 mètres : chaque charge comporte 180 kilogrammes de charbon en fragments ayant une grosseur de 40 à 50 millimètres.

La figure 15 montre la commande, par un électromoteur, d'un appareil de Brouwer installé à l'usine de Duisbourg. Cet appareil sert au transport du coke de neuf fours : il est entraîné par un moteur de trois chevaux.

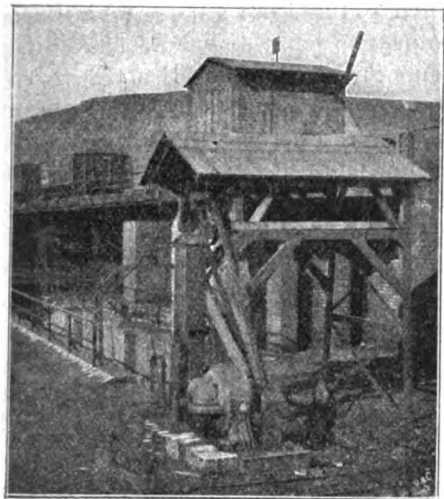


Fig. 13. — Transporteur à chaînes.

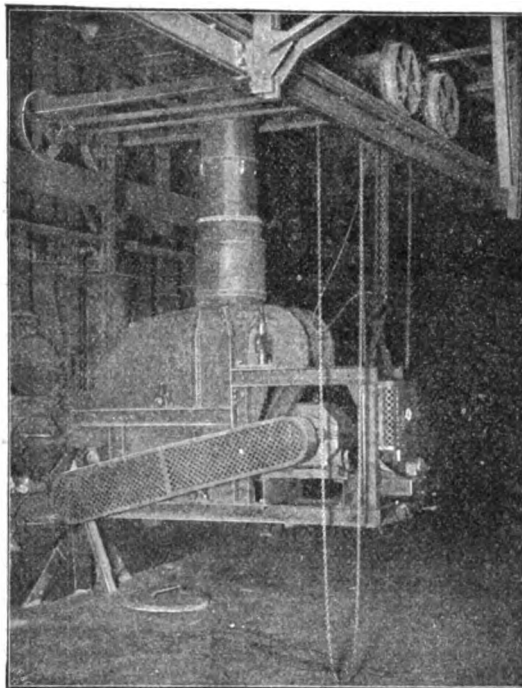


Fig. 14. — Machine à charger de Brouwer.

La description de ces différentes machines montre tout le parti que l'on peut tirer, même

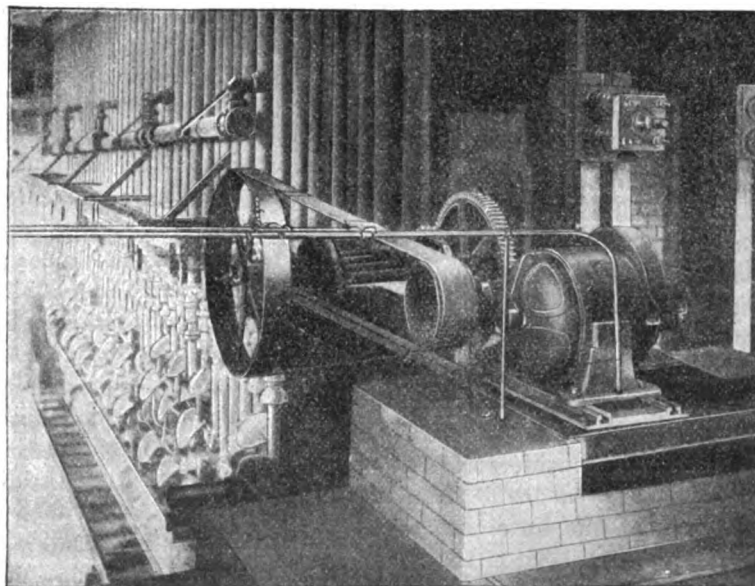


Fig. 15. — Appareil de Brouwer (usine de Duisbourg).

dans le cas d'applications particulièrement difficiles, de l'emploi de moteurs électriques.

E. BALLOIS.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Expériences faites sur les alliages magnétiques d'Heusler. — E. Guthe et L.-W. Austin.
 -- Bulletin of Bureau of Standards. Washington.

Les expériences faites par Heusler sur les alliages magnétiques de métaux non magnétiques ont conduit aux principaux résultats suivants :

1° Les propriétés magnétiques d'un alliage contenant une quantité donnée de manganèse présentent un maximum d'importance lorsque le rapport en poids de l'aluminium au manganèse a pour valeur environ $1/2$, c'est-à-dire quand il y a un atome de manganèse pour chaque atome d'aluminium. On a trouvé aussi que les propriétés magnétiques augmentent plus que proportionnellement à la quantité relative de manganèse et d'aluminium par rapport à l'autre métal de l'alliage. Malheureusement, les alliages deviennent en même temps extrêmement durs et fragiles, de sorte qu'il est impossible de les travailler quand ils contiennent plus de 28 % de manganèse. D'après l'hypothèse faite par l'inventeur, l'alliage de manganèse, d'aluminium et de cuivre est une solution solide d'aluminium-manganèse dans le cuivre.

2° Les alliages fondus semblent avoir leurs molécules dans une condition d'équilibre instable et leurs propriétés magnétiques sont fortement modifiées par un échauffement de plusieurs heures à la température de 110° environ.

3° A une certaine température variant avec la composition du mélange et comprise entre 70° et 300°, les alliages perdent leurs propriétés magnétiques, qui apparaissent généralement à nouveau quand on réduit la température. On a trouvé que la présence d'impuretés, et particulièrement de plomb, réduit considérablement cette température critique. La présence de plomb amollit les alliages contenant une forte proportion de manganèse et permet de travailler au tour les alliages fondus.

On peut employer l'étain, l'arsenic et le bismuth au lieu d'aluminium avec de moins bons résultats. La valeur la plus élevée de l'induction observée a été $B = 6\,480$ pour $H = 150$ gauss

dans un échantillon contenant 24,1 % de manganèse.

Gumlich a étudié ces alliages⁽¹⁾ à différentes températures au point de vue de leurs différents coefficients caractéristiques. Il a trouvé, en concordance avec les résultats précédents, que la perméabilité croît quand l'échantillon est chauffé pendant plusieurs heures à 110°, mais diminue pour un échauffement un peu long à 165°. Les pertes par hystérésis sont aussi plus grandes à 165° qu'aux températures inférieures. L'action d'une température de — 190° pendant deux heures semble n'avoir pas d'influence sur les propriétés magnétiques de l'échantillon. Dans un échantillon étudié, la perméabilité a atteint un maximum de 1 200 (pour $B = 1\,100$), égal à la perméabilité de médiocre acier coulé ; elle est tombée à 35 pour $B = 3\,000$. Le coefficient de Steinmetz a une valeur peu différente de celle observée dans de l'acier coulé de médiocre qualité. La valeur maxima observée pour B a été de 4 540 pour $H = 151$ dans un échantillon contenant 23,5 % de manganèse. On constate l'existence d'une forte viscosité magnétique.

L'un des auteurs a observé, sur des échantillons de Gumlich, une dilatation magnétique s'élevant au tiers de la dilatation maxima trouvée pour du bon fer doux. La forme de la courbe de dilatation est semblable à celle de la courbe d'aimantation.

Les conclusions indiquées par quelques expérimentateurs, que l'on a affaire dans ces alliages à des métaux absolument non-magnétiques et que le magnétisme est dû à certaines formes de groupements moléculaires et n'est pas une caractéristique propre de la substance, ne représentent pas la seule explication possible du phénomène. Il est exact que l'addition de manganèse au fer détruit les propriétés magnétiques de ce métal, mais il n'en résulte pas nécessairement que le manganèse est non-magnétique. D'après Jaeger et Meyer, la série suivante est formée

(1) *Eclairage Électrique*, tome XLIII, 20 mai 1905, page 271.

par le magnétisme moléculaire du nickel, du cobalt, du fer et du manganèse :

Nickel. . .	$I_m 10^6 = 2 \times 2,5$	unités c. g. s.
Cobalt. . .	$= 4 \times 2,5$	—
Fer. . .	$= 5 \times 2,5$	—
Manganèse. .	$= 6 \times 2,5$	—

D'après Liebknecht et Wills, les susceptibilités magnétiques de certains sels sont les suivantes :

Cu (NO ₃) ₂ = 0,00163	Ni SO ₄ = 0,00435
Ni (NO ₃) ₂ = 0,00443	Cr ₂ (SO ₄) ₃ = 0,00599
Cr (NO ₃) ₂ = 0,00629	Co SO ₄ = 0,01019
Co (NO ₃) ₂ = 0,01052	Fe SO ₄ = 0,01272
Fe (NO ₃) ₂ = 0,01352	Mn SO ₄ = 0,01514
Mn (NO ₃) ₂ = 0,01536	Fe ₂ (SO ₄) ₃ = 0,1515

Il semble donc que le manganèse ait des propriétés magnétiques importantes et appartienne au groupe ferro-magnétique, mais puisse être, dans certaines conditions, dans un état non magnétique semblable aux modifications non magnétiques du fer. La ressemblance entre ces deux métaux est très marquée, mais la transformation à l'état non magnétique se produit dans ces alliages à une température beaucoup plus basse et semble beaucoup plus irrégulière que dans le fer. Take a montré que, si l'on chauffe l'alliage à plusieurs reprises, le point de transformation est fortement élevé, particulièrement dans les alliages contenant du plomb. Dans un échantillon, on a constaté d'abord une faible modification de 75° à 120° et, sous l'effet d'un échauffement à 200°, la température critique s'est élevée brusquement à 235°. L'un des résultats les plus intéressants des expériences de Také est que, lorsqu'un alliage a été chauffé à une température beaucoup supérieure à celle que l'on peut appeler le premier point critique, à 520°, un grand nombre d'échantillons perdent d'une façon permanente leurs propriétés magnétiques, cette modification étant irréversible même à — 185°. Deux échantillons, cependant, ont acquis à 520° des propriétés magnétiques plus marquées, avec accroissement permanent de densité.

Ces résultats intéressants ont été confirmés récemment par Hill, qui a pu transformer, par un échauffement à 950°, un alliage ayant perdu à 500° ses propriétés magnétiques. La forte diminution de densité quand l'alliage perd ses propriétés magnétiques a été nettement observée par Hill qui a fait des comparaisons intéressantes

entre les phénomènes en jeu dans le fer, le nickel et l'alliage d'Heusler⁽¹⁾.

Les auteurs ont entrepris une série d'expériences pour déterminer plus complètement la forme de la courbe d'aimantation de différents échantillons d'alliages, afin d'obtenir plus de données sur la relation entre l'aimantation et la magnétostriction et aussi d'examiner la relation entre la magnétostriction et la force thermo-électrique, car une récente étude de Bidwell a montré qu'il existe une relation étroite entre la magnétostriction du fer et du nickel et leur variation de force thermo-électrique dans un champ magnétique.

Les six échantillons étudiés furent fournis par le Pr Heusler : ils seront désignés dans la suite par les numéros 1 à 6 ; un autre échantillon, préparé par l'un des auteurs, porte le numéro 0. Une analyse chimique très exacte de ces échantillons, faite par le Dr Weber, a donné les résultats suivants :

NUMÉRO	1	2	3	4	5	6
	%	%	%	%	%	%
Si. . .	0,08	0,07	0,02	0,16	0,17	0,05
Pb. . .	0,07	0,07	0,13	2,03	3,14	3,84
Cu. . .	64,49	70,14	75,83	59,43	65,22	73,68
Mn. . .	20,39	18,03	14,66	22,60	19,76	13,73
Al. . .	13,25	10,03	8,64	14,50	11,13	8,33
Fe. . .	1,05	0,99	0,55	1,31	0,67	0,46

Dans les échantillons 1 et 2, on n'a pas trouvé trace de carbone ; dans l'échantillon 3, il y avait des traces de phosphore ; dans l'échantillon 4 le silicium semblait combiné chimiquement avec du fer ou de l'aluminium : c'était là une caractéristique de cet échantillon et, comme on le verra, il a présenté une courbe d'aimantation différente des autres ; les expériences n'ont pas permis de déterminer si c'était dû à une constitution chimique particulière ou à un traitement à la chaleur différent des autres.

Les sept échantillons furent soigneusement tournés au même diamètre ; ils étaient très durs et fragiles, particulièrement l'échantillon n° 1 : l'échantillon 4 ne différait pas beaucoup de l'échantillon 2 ; les échantillons contenant le plus de plomb étaient plus faciles à travailler que les autres.

(1) *Physical Review*, 1905.

Pour comparer les résultats de magnétostriction avec le module d'élasticité, on fit des essais mécaniques, après achèvement des expériences. Ces essais furent effectués sur une machine de Riehle avec un extensomètre de Johnson pour mesurer l'extension : la plupart des échantillons se rompirent sous une faible charge. Le module de Young a semblé avoir une valeur très élevée, mais celle-ci n'a pu être déterminée.

Les dimensions des échantillons étaient les suivantes :

NUMÉRO	LONGUEUR (cm.)	DIAMÈTRE (cm.)
0	17,20	0,60
1	13,60	0,83
2	12,12	0,87
3	12,00	0,87
4	14,80	0,87
5	12,45	0,88
6	12,65	0,87

(A suivre.)

B. L.

Sur la radiation du radiotellure. Radiation secondaire des rayons α . — Kucera et Masek.
— *Physikalische Zeitschrift*, 1^{er} octobre 1906.

Les auteurs, continuant leurs recherches sur la radiation du radiotellure⁽¹⁾, ont étudié la radiation secondaire produite lorsque les rayons α frappent une surface métallique. Contre l'ouverture latérale de l'électroscope recouverte d'une toile métallique était placée verticalement la plaque portant du radiotellure : cette plaque faisait avec le plan de l'ouverture un angle tel qu'aucun rayon α ne pût pénétrer directement dans l'électroscope. Ensuite on plaçait, à une distance de 1^{cm},5 environ, au-dessus de la préparation, une plaque de plomb verticale disposée de telle façon que la radiation secondaire, et éventuellement la radiation α réfléchie, s'il en existe une, pût entrer directement dans l'électroscope en traversant la toile métallique et en parcourant dans l'air un trajet de 1 à 3 centimètres. Avec un électroscope de faible capacité et très bien isolé, on devait pouvoir déceler, par l'augmentation de conductibilité de l'air dans l'appareil, une radia-

tion secondaire, même égale au 1/2000 de la radiation primaire. Toutes les expériences faites avec ce dispositif donnèrent un résultat négatif.

D'autres expériences furent basées sur les considérations suivantes : si les rayons α produisaient une radiation secondaire du type des rayons β , capable de traverser peut-être quelques millimètres d'air seulement, la plaque recouverte de radiotellure devrait émettre, outre la radiation α , une radiation β provenant de la surface de la plaque de cuivre sur laquelle est déposé le radiotellure. Par suite, l'ionisation produite par le radiotellure devrait être modifiée par un champ magnétique puissant parallèle à la plaque. Les expériences faites dans le vide donnèrent un résultat absolument négatif.

Une modification de l'expérience directe fut à son tour employée : sur le trajet des rayons α , on intercala une petite feuille de platine et l'ionisation fut mesurée dans un condensateur placé à 6 millimètres environ de la feuille. Quand l'espace compris entre la feuille et le condensateur était soumis à un champ magnétique puissant perpendiculaire aux rayons, l'ionisation ne subissait pas de modification.

Toutes ces expériences directes montrent que, s'il se produit une radiation secondaire par l'action des rayons α sur une surface métallique, l'ionisation qu'elle produit après un trajet de quelques millimètres dans l'air n'est pas même une fraction de l'ordre de 1/100 de l'ionisation produite par la radiation primaire.

M^{me} Curie a indiqué une méthode d'échange des écrans, au moyen de laquelle on obtient des résultats qui semblent prouver l'existence d'une radiation secondaire. Cette méthode consiste à recouvrir l'ouverture de la chambre d'ionisation avec deux feuilles très minces superposées en métaux différents, par exemple en aluminium et en laiton, et à faire passer les rayons une fois dans le sens aluminium-laiton, et une autre fois dans le sens laiton-aluminium. On observe dans le premier cas un courant de 17,9 unités arbitraires, et, dans le second cas, un courant de 6,7 unités.

Les auteurs ont refait cette expérience et ont trouvé le même résultat, qu'il s'agit d'expliquer, et que Rutherford a attribué à la radiation secondaire des rayons α . La différence constatée dans les valeurs du courant varie quand on change les deux métaux employés, elle augmente de va-

(1) Voir *Éclairage Electrique*, tome XLIX, 20 octobre 1906, page 104.

leur quand on passe de la combinaison Pt/Al aux combinaisons Au/Al, Ag/Al, Cu/Al. Si l'on admettait l'existence d'une radiation secondaire peu pénétrante, il faudrait que celle-ci allât en croissant quand le poids atomique diminue; non seulement cela serait contraire aux faits observés pour d'autres radiations secondaires, mais cela conduirait à la conclusion que les courants doivent avoir une valeur plus grande dans le sens de pénétration métal-aluminium que dans le sens inverse de pénétration: or il n'en a jamais été ainsi. D'autres faits conduisent à la même conclusion que les phénomènes observés ne sont pas dus à une radiation secondaire.

Les auteurs essayent de donner une nouvelle explication des résultats trouvés dans ces expériences. On sait que les rayons α subissent une dispersion diffuse quand ils traversent une couche d'air; on est tout naturellement amené à supposer qu'il se produit quelque chose d'analogue lors du passage du rayon α à travers une couche métallique. Si l'on suppose que cette dispersion dépend du poids atomique, on arrive facilement à une explication du phénomène. On peut classer alors les métaux suivant leur « pouvoir de dispersion ». La divergence des rayons croissant avec l'épaisseur des feuilles métalliques, et la divergence pour une épaisseur égale à l'unité servant de mesure du pouvoir de dispersion, on obtient des valeurs proportionnelles relatives de ces grandeurs en divisant les logarithmes des différences par les épaisseurs des feuilles.

On trouve ainsi les chiffres suivants: 241 pour l'or, 224 pour le platine, 123 pour l'argent, 145 pour le cuivre. En divisant ces chiffres par les racines carrées des poids atomiques, on obtient la même série de nombres qu'en classant les métaux d'après les valeurs des différences observées.

B. L.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Étude sur les courants de Foucault dans les tôles (suite) (1). — A. Kühns. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 27 septembre 1906.

Les observations qui précèdent montrent que le terme dépendant de p^2 dans les pertes totales est proportionnel à $B_{\max}^2$, ou, en d'autres mots,

que le coefficient de Steinmetz ne dépend pas de $B_{\max}$.

On trouve dans deux études des indications différentes de ce résultat. Gumlich et Rose ont trouvé que ξ' diminue quand l'induction croît et devient constant pour les inductions supérieures à 12000. Les plus grands écarts par rapport à cette valeur limite pour de faibles inductions ($B_{\max} = 4000$ env.) étaient différentes et ont atteint, pour trois échantillons, des valeurs égales à 38,5, 6,9 et 13,0 %, soit en moyenne 16 % de la valeur-limite. L'auteur a refait ses expériences avec les échantillons de Gumlich et a trouvé le même résultat que cet expérimentateur, c'est-à-dire la variation de ξ avec l'induction. Les résultats qui précèdent ne sont donc pas dus à un dispositif expérimental défectueux.

Deux autres observateurs, Mordey et Hansard, ont constaté aussi des variations de ξ , mais il semble, d'après leurs résultats, que cette grandeur aille en croissant plutôt qu'en décroissant quand l'induction croît. Leur dispositif expérimental était différent de celui de l'auteur et de celui de Gumlich et Rose: ces auteurs construisaient, avec les tôles à étudier, un transformateur dont ils mesuraient avec un wattmètre les pertes totales dans le fer: ils retranchaient ensuite des chiffres trouvés les pertes par hystérésis calculées avec la formule de Steinmetz.

Dans les mesures suivantes, faites sur les échantillons qui n'avaient pas présenté de variation de ξ avec l'induction, l'auteur a étudié la relation entre les courants de Foucault, l'épaisseur d des tôles et la résistance spécifique ρ de celles-ci en employant uniquement l'induction 10000. Si l'on porte les valeurs de $\lg \psi$, trouvées pour $B_{\max} = 10000$, en fonction du carré d^2 , de l'épaisseur des tôles, on obtient pour la tôle de dynamo et pour la tôle en alliage des courbes formant à peu près des droites qui répondent aux équations suivantes:

$$\lg \psi_{10000} = (0,014 + 0,170 d^2) 10^{-2} \quad (16)$$

$$\lg \psi_{10000} = (0,0068 + 0,048 d^2) 10^{-2}. \quad (17)$$

Les pertes étant rapportées au kilogramme de fer et non au centimètre cube, la valeur de $\lg \psi$ dépend, d'après l'équation (15), du poids spécifique des tôles qui, pour les tôles de dynamo, est d'environ 7,8 et, pour les tôles en alliage, de 7,6. Si l'on met l'équation (15) sous la forme:

$$\lg \psi = 1000 \cdot \xi' \cdot 1,11^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot 10^{-7}, \quad (18)$$

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 10 novembre 1906, p. 323.

on voit que $\sigma \operatorname{tg} \psi$ est proportionnel à ξ' . Des observations, on déduit pour les tôles de dynamo l'équation :

$$\sigma \operatorname{tg} \psi_{10000} = 7,8 \operatorname{tg} \psi_{10000} \\ = (0,109 + 1,33 d^2) 10^{-2} \quad (19)$$

et pour les tôles en alliage spécial :

$$\sigma \operatorname{tg} \psi_{10000} = 7,6 \operatorname{tg} \psi_{10000} \\ = (0,052 + 0,368 d^2) 10^{-2} \quad (20)$$

D'une façon toute générale, la valeur de $\sigma \operatorname{tg} \psi_{10000}$ peut être représentée par l'équation :

$$\sigma \operatorname{tg} \psi_{10000} = (u + \nu d^2) 10^{-2}. \quad (21)$$

En ce qui concerne le terme en d^2 , on pourra affirmer qu'il ne dépend que des courants de Foucault dans les tôles et ne contient pas d'hystérésis, car d'une part il croît avec d^2 , comme l'exige la théorie des courants de Foucault, tandis que l'hystérésis ne dépend pas de l'épaisseur des tôles, et d'autre part le coefficient ν est à peu près proportionnel, pour chaque sorte de tôle, à la conductibilité spécifique $1/\rho$, comme l'exige également la théorie des courants de Foucault. On a en effet :

$$\left. \begin{aligned} \nu_D &= 0,173 (1/\rho_D) = 0,173 (1/0,130) \\ \nu_A &= 0,184 (1/\rho_A) = 0,184 (1/0,500) \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

en désignant par D et A la tôle dynamo et la tôle en alliage. On a comme valeur moyenne pour ν :

$$\nu = 0,178 (1/\rho). \quad (23)$$

Les deux facteurs diffèrent de 0,011 ou 6 %.

Le terme u indépendant de d^2 semble contenir une portion relative à l'hystérésis. On voit que la valeur de u est différente pour les deux sortes de tôles, et est d'autant plus petite que la conductibilité $1/\rho$ est plus faible. On ne peut pas dire avec certitude que u dépend de ρ : il se peut que la relation constatée ne soit qu'apparente.

En tout cas, le coefficient u ne peut pas correspondre tout entier à de l'hystérésis, car il contient une part u_1 correspondant aux courants de Foucault produits dans l'enroulement de l'appareil d'hystérésis et dans les parties métalliques constitutives de cet appareil. Cette part u_1 devrait être indépendante de la sorte de tôles expérimentée.

Pour la part $u - u_1$, on doit admettre, jusqu'à ce que de nouvelles expériences aient élucidé ce

point, qu'elle ne contient pas d'hystérésis et qu'elle peut être supposée proportionnelle à $1/\rho$, c'est-à-dire être écrite sous la forme u_2/ρ . Ce terme signifierait alors que les courants de Foucault dans les tôles ne dépendent pas seulement de l'épaisseur d mais aussi, ce qui semble justifié, de la largeur des tôles, ici de 3 centimètres. Les courants de Foucault ont une valeur exactement proportionnelle à d^2 quand l'influence de la largeur des tôles disparaît.

Avec l'hypothèse faite, on peut calculer les courants de Foucault dans l'enroulement de l'appareil d'Epstein. On peut écrire :

$$u_1 + (u_2/0,130) = 0,109 \quad (24)$$

$$u_1 + (u_2/0,500) = 0,052 \quad (25)$$

d'où l'on déduit les valeurs suivantes :

$$u_1 = 0,031; \quad u_2 = 0,010. \quad (26)$$

Si, dans l'équation (21), on introduit pour ν la valeur unique de l'équation (23) et pour u la valeur de l'équation (26), on a, pour les deux sortes de tôles :

$$\sigma \operatorname{tg} \psi_{10000} = \left(0,031 + \frac{0,010}{\rho} + \frac{0,178}{\rho} d^2 \right) 10^{-2}. \quad (27)$$

Pour une tension sinusoïdale, on obtient, d'après l'équation (18), et en prenant pour $B_{\max}$ la valeur 10 000 :

$$\xi = \xi' \cdot 1,11^2 = \sigma \cdot \operatorname{tg} \psi_{10000} \cdot 10^{-2} \quad (28)$$

On déduit l'équation suivante :

$$\xi = \xi' \cdot 1,11^2 = \left(0,31 + \frac{0,10}{\rho} + \frac{1,78}{\rho} d^2 \right) 10^{-2}. \quad (29)$$

Si l'on veut tenir compte seulement des courants de Foucault dans les tôles, on obtient comme résultat final des mesures faites :

$$\xi_{Fe} = (1/\rho) (0,10 + 1,78 d^2) 10^{-2}. \quad (30)$$

Pour l'enroulement de l'appareil d'Epstein, on a :

$$\xi_{en} = 0,31 \cdot 10^{-2}. \quad (31)$$

Si l'on calcule la perte par courants de Foucault dans l'enroulement pour les valeurs

$$B_{\max} = 10000; \quad \rho = 50; \quad \alpha = 1,11,$$

on trouve, par kilogramme de fer étudié, d'après l'équation (9), la valeur :

$$(1000/\sigma) \cdot 0,31 \cdot 10^{-2} \cdot 2500 \cdot 10000^2 = 0,10 \text{ watt},$$

en prenant $\sigma = 7,7$ en moyenne. Les échantillons pesant en moyenne 10 kilogrammes, la perte absolue par courants de Foucault dans

l'enroulement s'est élevée à 1 watt en chiffres ronds. Cette valeur a paru exacte d'après une vérification expérimentale. Il est à recommander, pour l'appareil d'Epstein, d'employer un enroulement en câble formé de fils fins, au lieu d'un enroulement en fil massif. Le tableau III indique, pour les deux sortes de tôles étudiées, la valeur du coefficient de Steinmetz ξ_{Fe} d'après l'équation (30) et la valeur des pertes par courants de Foucault en watts par kilogramme qui résultent pour $B = 10\,000$ et une fréquence de 50 périodes par seconde.

TABLEAU III

$B_{max} = 10\,000$, $p = 50$; tension sinusoïdale.

ÉPAISSEUR DES TÔLES δ en mm.	COEFFICIENTS DE COURANTS DE FOUCAULT, DE STEINMETZ ξ_{Fe}		PERTES PAR COURANTS DE FOUCAULT par kgr. de fer.	
	Tôle de dynamo $\varphi = 0,130$.	Tôle en alliage (Capito et Klein) $\varphi = 0,528$.	Tôle de dynamo $\varphi = 0,130$	Tôle en alliage (Capito et Klein) $\varphi = 0,500$.
0,1	$0,92 \cdot 10^{-7}$	$0,24 \cdot 10^{-7}$	0,30	0,08
0,2	1,33	0,35	0,43	0,11
0,3	2,02	0,52	0,65	0,17
0,4	2,98	0,77	0,96	0,25
0,5	4,23	1,10	1,35	0,36
0,6	5,73	1,49	1,83	0,49
0,7	7,54	1,96	2,42	0,64
0,8	9,68	2,51	3,10	0,83
0,9	11,94	3,10	3,82	1,02
1,0	14,50	3,77	4,65	1,24
1,1	17,40	4,52	5,58	1,49
1,2	20,55	5,34	6,59	1,76

D'autres expérimentateurs ont indiqué déjà différentes valeurs du coefficient ξ_{Fe} . D'après Uppenborn, on a :

$$\xi_{Fe} = 14,0 \cdot d^2 \cdot 10^{-7}$$

D'après Benischke, on a la valeur :

$$\xi_{Fe} = 15,2 \cdot d^2 \cdot \sigma (1 - \alpha t) \cdot 10^{-7},$$

σ étant le facteur de forme de la courbe de tension et α le coefficient de température de la résistance spécifique. Cela reviendrait, pour des conditions analogues aux conditions expérimentales de l'auteur, à la formule

$$\xi_{Fe} = 18,6 \cdot d^2 \cdot 10^{-7}.$$

Mordey et Hansard indiquent la formule

$$\xi_{Fe} = 20,7 \cdot d^2 \cdot 10^{-7}.$$

Epstein a trouvé de son côté

$$\xi_{Fe} = 22,36 \cdot d^2 \cdot 10^{-7}.$$

Enfin, l'auteur arrive à la formule

$$\xi_{Fe} = 16,87 \cdot d^2 \cdot 10^{-7}.$$

B. L.

Calcul des courbes caractéristiques des moteurs série monophasés. — O.-S. Bragstad et S.-P. Smith. — The Electrician, 12 octobre 1906.

Pour prédéterminer les courbes en charge des machines électromagnétiques, dans lesquelles il faut considérer la saturation magnétique du circuit du flux principal, il est nécessaire de calculer d'abord la courbe d'aimantation de la machine et d'en déduire les courbes caractéristiques par la méthode du tracé point par point. Dans le cas du moteur monophasé à collecteur, une autre raison rend essentielle la méthode du tracé point par point, c'est la présence de courants induits par action statique dans les bobines court-circuitées, puisque ces courants sont fortement affectés par le flux principal dans la machine. Les auteurs se proposent de montrer comment l'on peut employer la méthode point par point pour déterminer les caractéristiques d'un moteur en tenant compte de la saturation du fer et de l'effet des courants dans les sections court-circuitées. Leur étude est divisée en trois parties :

- 1° Effet de la saturation magnétique ;
- 2° Effet des courants dans les bobines court-circuitées par les balais ;
- 3° Exemple pratique.

1° Effet de la saturation magnétique.

Les valeurs instantanées du flux principal et du courant dans les bobines d'excitation sont liées entre elles par la courbe d'aimantation que l'on détermine de la même façon que la courbe d'une machine à courant continu. L'hypothèse d'une forme sinusoïdale pour la courbe de la f. é. m. imprimée est tout à fait plausible, puisque la plupart des machines à courant alternatif présentent une forme de courbe à peu près sinusoïdale. On peut donc examiner la forme des courbes de flux, de courant et de force contre-électromotrice dans différentes conditions de saturation quand une telle f. é. m. est appliquée aux bornes du moteur.

a) *Onde fondamentale.* — La force contre-

électromotrice a la même forme de courbe que la f. é. m. agissante, à part la distorsion due à la résistance ohmique et à la dispersion. Si l'on néglige provisoirement les effets de la dispersion, on peut considérer la f. é. m. appliquée comme absorbée par la force contre-électromotrice. Celle-ci, produite par le flux principal, a deux composantes. L'une, f. é. m. statique, est due à l'action de transformation des bobines d'excitation ; l'autre, f. é. m. dynamique, est due à la rotation des bobines induites dans le champ magnétique. Ces deux f. é. m. devant avoir ensemble une forme sinusoïdale, si l'on néglige les pertes, pour contre-balancer la f. é. m. agissante, on peut écrire :

$$T_r \omega_r \Phi + T_s (d\Phi/dt) = E_{\max} \sin(\omega t + \varphi),$$

en appelant Φ la valeur instantanée du flux principal, ω_r la vitesse angulaire de rotation, T_r et T_s le nombre de tours en série sur l'induit et l'inducteur respectivement. On peut écrire l'équation sous la forme suivante

$$T_r \omega_r \Phi dt + T_s d\Phi = E_{\max} \sin(\omega t + \varphi) dt.$$

Cette équation différentielle est satisfaite si l'on pose $\Phi = \Phi_{\max} \sin \omega t$ et l'on a l'équation suivante :

$$E_{\max} \sin(\omega t + \varphi) = \Phi_{\max} (T_r \omega_r \sin \omega t + T_s \omega \cos \omega t) \\ = \Phi_{\max} \sqrt{(T_r \omega_r)^2 + (T_s \omega)^2} \sin(\omega t + \varphi)$$

$$\text{où} \quad \varphi = \text{tg}^{-1} (T_s \omega / T_r \omega_r).$$

On voit d'après cela que le flux principal Φ doit varier suivant une courbe sinusoïdale quand l'onde imprimée est sinusoïdale et quand on néglige les pertes. Cette courbe sinusoïdale de flux qui produit la force contre-électromotrice peut être appelée onde fondamentale de la courbe de flux, puisque l'on verra un peu plus loin que la courbe de flux résultant subit une distorsion due aux pertes.

Il reste à déterminer la forme de courant nécessaire pour produire cette onde fondamentale dans la courbe de flux. Pour cela il faut posséder la courbe de saturation indiquant les relations entre les valeurs instantanées du flux et du courant. La figure 1A représente la courbe de saturation d'un moteur de 75 chevaux ; la figure 1B représente une construction simple permettant d'obtenir l'onde de courant dans l'hypothèse d'une forme d'onde particulière (ici le premier harmonique) de la courbe de flux. On

voit que l'onde de courant nécessaire pour produire le premier harmonique de la courbe de flux est fortement positive aux saturations placées. Deux ondes de courant sont représentées sur la figure 1B pour différentes valeurs des flux.

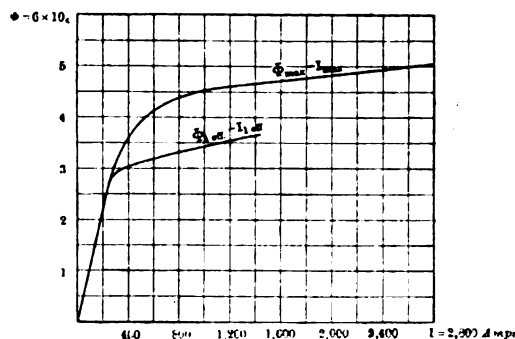


Fig. 1 A.

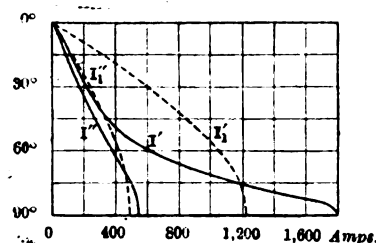


Fig. 1 B. — Courbe de courant : courbe I', forte surcharge ; courbe I'', 1,25 pleine charge.

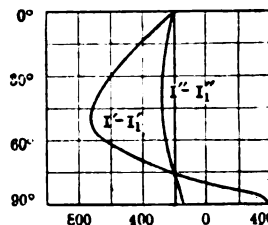


Fig. 1 C. — Harmoniques de la courbe de courant.

La courbe I' représente le courant quand l'amplitude de l'onde fondamentale de flux a pour valeur $4,75 \cdot 10^6$, correspondant à une forte surcharge de la machine en question ; la courbe I'' est tracée pour l'onde fondamentale de flux dont la valeur maxima est 4×10^6 , correspondant à environ 25 % de surcharge. Les ondes de courant I' et I'' ont été analysées et leurs ondes fondamentales sont représentées en pointillé en I' et I''. On voit que ces dernières sont les seuls harmoniques du courant qui contiennent une composante wattée, tandis que les harmoniques plus

élevés, n'ayant pas de termes correspondants dans l'onde de tension appliquée, devraient être dévattés. En retranchant les premiers harmoniques I_1' et I_1'' des ondes de courant I' et I'' , on obtient les harmoniques supérieurs que doit présenter la courbe de courant pour produire l'onde de flux fondamentale. Ces harmoniques supérieurs sont représentés sur la figure 1c.

Le diagramme pour l'onde fondamentale est représenté par la figure 2. La f. é. m. agissante E est sinusoïdale et I_1 est l'onde fondamentale de la courbe de courant nécessaire pour produire l'onde de flux fondamentale. Le vecteur I_1 est déphasé d'un angle α par rapport au vecteur de flux Φ_1 .

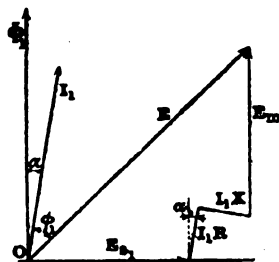


Fig. 2. — Diagramme de l'onde fondamentale.

Le vecteur RI_1 est tracé parallèlement au courant I_1 avec lequel il est en phase : il représente la chute totale de tension due à la résistance ohmique dans le moteur ; XL_1 représente la chute de tension due à la réactance et ce vecteur est déphasé de 90° sur le courant. La réactance considérée est celle du circuit du flux qui ne traverse pas les enroulements du stator et du rotor, et elle englobe toutes les réactances des circuits de dispersion.

La f. é. m. due à la rotation est directement opposée au flux principal et est donnée par l'équation :

$$E_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{p}{a} \frac{n}{60} N_1 \Phi_{10} \omega_r$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_r T_r \Phi_{10} \text{ volts,}$$

en appelant p le nombre de paires de pôles, a le demi-nombre de circuits de l'induit, N le nombre total de conducteurs de l'induit, n le nombre de tours par minute, $\omega_r = pn/60$ la vitesse angulaire du rotor, $T_r = (2/\pi)(N/4a)$ le nombre effectif de tours du rotor en série entre deux bords ($2/\pi$ étant le facteur d'enroulement).

Le vecteur E_m , f. é. m. absorbée par la force contre-électromotrice, est le vecteur fermant le diagramme.

Il y a lieu de noter que l'effet des pertes dans le fer est non seulement d'accroître la résistance effective du moteur, mais de produire aussi un léger déphasage α entre la f. é. m. due à la rotation et le courant, et d'altérer ainsi un peu le facteur de puissance.

(A suivre.)

R. R.

Nouvelle méthode pour décomposer en ses harmoniques une courbe périodique. — K. H. Haga. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 23 septembre 1906.

Le problème de la décomposition d'une courbe périodique en ses harmoniques se rencontre très fréquemment dans l'étude des machines à courants alternatifs et cette décomposition est importante. L'auteur donne pour cela une construction graphique ou un calcul simple.

Pour effectuer la construction, on introduit dans la série de Fourier

$$i_x = c_0 + c_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + c_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots \quad (A)$$

$$= p_1 \sin x + p_2 \sin 2x + \dots$$

$$+ q_0 + q_1 \cos x + q_2 \cos 2x + \dots \quad (B)$$

les valeurs des sinus et cosinus pour x , $(\pi - x)$, $(\pi + x)$ et $(2\pi - x)$; on obtient ainsi :

$$i_{\pi-x} = p_1 \sin x - p_2 \sin 2x + p_3 \sin 3x \dots \quad (C)$$

$$+ q_0 - q_1 \cos x + q_2 \cos 2x - q_3 \cos 3x \dots \quad (D)$$

$$i_{\pi+x} = -C + D; \quad i_{2\pi-x} = -A + B.$$

On tire des égalités précédentes les valeurs :

$$A = \frac{i_x - i_{2\pi-x}}{2} \quad C = \frac{i_{\pi-x} - i_{\pi+x}}{2}$$

$$B = \frac{i_x + i_{2\pi-x}}{2} \quad D = \frac{i_{\pi-x} + i_{\pi+x}}{2}$$

$$\frac{A+C}{2} = i_1 = \frac{(i_x + i_{\pi-x}) - (i_{\pi+x} + i_{2\pi-x})}{4} \quad (1)$$

$$= p_1 \sin x + p_3 \sin 3x + p_5 \sin 5x$$

$$\frac{A-C}{2} = i_3 = \frac{(i_x - i_{\pi-x}) + (i_{\pi+x} - i_{2\pi-x})}{4} \quad (2)$$

$$= p_2 \sin 2x + p_4 \sin 4x + p_6 \sin 6x$$

$$\frac{B+D}{2} = i_2 = \frac{(i_x - i_{\pi-x}) - (i_{\pi+x} - i_{2\pi-x})}{4} \quad (3)$$

$$= q_1 \cos x + q_3 \cos 3x + q_5 \cos 5x$$

$$\frac{B-D}{2} = i_4 = \frac{(i_x - i_{\pi-x}) + (i_{\pi+x} + i_{2\pi-x})}{4} \quad (4)$$

$$= q_0 + q_2 \cos 2x + q_4 \cos 4x + q_6 \cos 6x.$$

Les inconnues p et q peuvent être trouvées par introduction des valeurs de i dans les équations (1) à (4) pour $x = \pi/8, \pi/4, 3\pi/8, \pi/2$: on trouve ensuite, graphiquement ou par le calcul, les valeurs $p_1, p_2, \dots, p_7; q_1, q_2, \dots, q_7$, jusqu'à huitième harmonique.

Si l'on veut décomposer une courbe jusqu'au seizième harmonique, on introduit les valeurs de i dans les équations (1) à (4) pour $x = \pi/16, \pi/8, 3\pi/16, \pi/4, 5\pi/16, 3\pi/8, 7\pi/16$ et $\pi/2$. Le calcul est un peu plus compliqué, mais le résultat dont on a seul besoin pour la construction est encore très simple, et le problème est résolu beaucoup plus rapidement et plus commodément qu'avec toute autre méthode. La méthode offre aussi l'avantage de s'appliquer à l'étude de courbes tout à fait dissymétriques pour une période.

Le calcul et la construction se poursuivent de la façon suivante : soit à décomposer jusqu'au huitième harmonique une courbe symétrique par rapport à l'axe des abscisses.

On a $i_x \equiv -i_{\pi-x}$ et $i_{\pi-x} \equiv -i_{2\pi-x}$.

$$\text{On a donc } \begin{cases} i_3 = 0 \\ i_5 = 0 \end{cases} \quad (2)$$

c'est-à-dire que tous les coefficients ($p_2, p_4, \dots, q_0, q_2, \dots$) des fonctions paires des sinus et des cosinus sont nuls. Les équations (1) et (3) donnent :

$$i_1 = (i_x + i_{\pi-x})/2 = p_1 \sin x + p_3 \sin 3x + p_5 \sin 5x + p_7 \sin 7x \quad (1)$$

$$i_2 = (i_x - i_{\pi-x})/2 = q_1 \cos x + q_3 \cos 3x + q_5 \cos 5x + q_7 \cos 7x. \quad (3)$$

On prend alors pour x les quatre valeurs $\pi/8, \pi/4 = 3\pi/8 = \pi/2$ et l'on désigne par J_1, J_2, J_3 et J_4 les valeurs correspondantes de i et par J'_1, J'_2, J'_3, J'_4 les valeurs correspondantes de i_2 . On obtient les résultats suivants :

$$\begin{aligned} J_1 &= \sin(\pi/8)(p_1 + p_7) + \cos(\pi/8)(p_3 + p_5), \\ J_2 &= \sin(\pi/4)[(p_1 - p_7) + (p_3 - p_5)] \\ J_3 &= \cos(\pi/8)(p_1 + p_7) - \sin(\pi/8)(p_3 + p_5) \\ J_4 &= (p_1 - p_7) - (p_3 - p_5), \end{aligned}$$

ou, en changeant la forme des équations :

$$\begin{aligned} p_1 + p_7 &= J_1 \sin(\pi/8) + J_3 \cos(\pi/8) = A_1 \\ p_1 - p_7 &= (J_4/2) + J_2 \cos(\pi/4) = C_1 \\ p_3 + p_5 &= J_1 \cos(\pi/8) - J_3 \sin(\pi/8) = B_1 \\ p_3 - p_5 &= -(J_4/2) + J_2 \cos(\pi/4) = D_1 \end{aligned}$$

d'où l'on tire les valeurs :

$$\begin{aligned} p_1 &= (A_1 + C_1)/2 & p_7 &= (A_1 - C_1)/2 \\ p_3 &= (B_1 + D_1)/2 & p_5 &= (B_1 - D_1)/2. \end{aligned}$$

De même on trouve pour i_2 :

$$\begin{aligned} q_1 + q_7 &= J'_2 \sin(\pi/4) = A_2 \\ q_1 - q_7 &= J'_1 \cos(\pi/8) + J'_3 \sin(\pi/8) = C_2 \\ q_3 + q_5 &= -J'_2 \sin(\pi/4) = -A_2 \\ q_3 - q_5 &= J'_1 \sin(\pi/8) - J'_3 \cos(\pi/8) = D_2 \end{aligned}$$

d'où l'on tire les valeurs :

$$\begin{aligned} q_1 &= (A_2 + C_2)/2 & q_7 &= (A_2 - C_2)/2 \\ q_3 &= (-A_2 + D_2)/2 & q_5 &= (-A_2 - D_2)/2. \end{aligned}$$

En outre on a les égalités :

$$c = \sqrt{p^2 + q^2} \quad \text{et} \quad \text{tg } \varphi = q/p,$$

On peut alors déterminer la fonction simple de Fourier au moyen de ces coefficients p et q . On peut ou bien noter en quelques décimales les coefficients constants de J_1 , etc., et les employer au calcul, auquel cas la méthode conduit très rapidement au but par le calcul, ou bien on peut poursuivre graphiquement toute la construction. On doit toujours déduire de la courbe les valeurs J_1 , etc. D'ailleurs il est inutile de construire les courbes entières i_1 et i_2 : il suffit de construire les points J_1, J'_1, J_2 , etc.

Si l'on veut trouver plus de huit harmoniques supérieurs, la solution graphique est inexacte, car généralement les coefficients p et q deviennent trop petits et, pour cette raison d'ailleurs, n'ont aucun intérêt pratique. Si l'on veut, au point de vue théorique, pousser la décomposition plus loin, on peut aller jusqu'au seizième harmonique. On peut encore, dans ce cas, décomposer très rapidement la courbe avec une grande exactitude. Même pour des courbes périodiques tout à fait quelconques, la méthode est applicable sans approximation ni simplification. La détermination de p_1, q_1 , etc., reste la même et on a en outre, par exemple :

$$\frac{i_{3(x)} + i_3 \left(\frac{\pi}{2} + x \right)}{2} = i'_3 = p_1 \sin 4x$$

$$\frac{i_{3(x)} - i_3 \left(\frac{\pi}{2} + x \right)}{2} = i''_3 = p_2 \sin 2x + p_6 \sin 6x.$$

La figure 1 montre une courbe symétrique décomposée jusqu'au huitième harmonique.

Pour $\pi/8$ et $(\pi - \pi/8)$ on trouve la somme des ordonnées $2J_1$ et la différence $2J'_1$; de même on trouve la demi-somme et la différence de J_2 et J'_2 par transport dans la figure de droite, où OL est la droite correspondant à $\tan \varphi = 0,5$. Ensuite

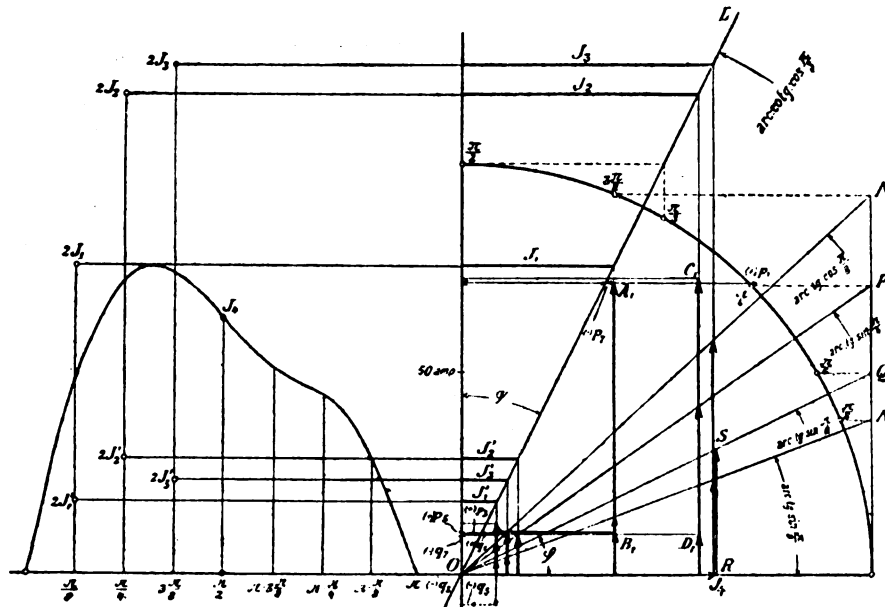


Fig. 1.

On forme à nouveau les valeurs de i'_3 et i''_3 pour $x = \pi/8$ et $\pi/4$, et on trouve :

$$p_1 = i'_3(\pi/8)$$

$$p_2 = \frac{i''_3(\pi/8)}{2 \sin(\pi/4)} + \frac{i''_3(\pi/4)}{2},$$

$$p_6 = \frac{i''_3(\pi/8)}{2 \sin(\pi/4)} - \frac{i''_3(\pi/4)}{2}.$$

De même que pour les coefficients des valeurs des cosinus pairs, on a :

$$\frac{i_{4(x)} + i_4 \left(\frac{\pi}{2} + x \right)}{2} = i'_4 = q_0 + q_1 \cos 4x$$

$$\frac{i_{4(x)} - i_4 \left(\frac{\pi}{2} + x \right)}{2} = i''_4 = q_2 \cos 2x + q_6 \cos 6x$$

$$q_0 = i'_4(\pi/8) \quad q_2 = \frac{i''_4(\pi/8)}{2 \cos(\pi/4)} + \frac{i''_4(0)}{2}$$

$$q_1 = i'_4(\pi/8) - i'_4(\pi/4) \quad q_6 = \frac{i''_4(0)}{4} - \frac{i''_4(\pi/8)}{2 \cos(\pi/8)} \text{ etc.}$$

on construit A_1 d'après $J_1 \sin(\pi/3)$ et $J_3 \cos(\pi/8)$, ce que l'on fait au moyen des droites OM et ON . De même on trouve $C_1 = J_1/2 + J_2 \cos(\pi/4)$ au moyen des droites OP et OQ ($OR = J_1$): OS est donc égal à $J_1/2$: finalement on trouve

$$p_1 = (A_1 + C_1)/2, \text{ etc.}$$

On a trouvé ainsi comme résultat :

$$i = 71,5 \sin x + 9,5 \sin 3x + 0,5 \sin 5x - 0,7 \sin 7x + 11,5 \cos x - 8 \cos 3x - 1,5 \cos 5x - 0,9 \cos 7x = 72,3 \sin(\omega t + 9^\circ 10') + 12,4 \sin(3\omega t + 220^\circ 30') + 1,6 \sin(5\omega t + 25^\circ 150') - 1,5 \sin(7\omega t + 52^\circ).$$

B. L.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur les oscillations à haute tension et de grande fréquence dans les réseaux à courant continu (fin) (1). — C. Feldmann et J. Herzog. — Elektrotechnische Zeitschrift, 4 octobre 1906.

Exemple. — L'auteur suppose que l'on ait

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 10 novembre 1906, page 229.

$L = 0,112$ millihenry, $C = 0,625$ microfarad, $R = 3,014$ ohms et $r = \infty$, 200, 80 et 20 ohms successivement.

Ce cas correspond à peu près à un câble simple à courant continu à 700 volts de 1 000 mètres de longueur et 50 millimètres carrés de section dans lequel, par suite de l'enfoncement d'un clou, l'âme est mise en contact avec l'enveloppe. Si l'on appelle r_2 le rayon extérieur de l'âme en cuivre, r_3 le rayon intérieur de l'enveloppe en plomb, la self-induction en millihenrys par kilomètre est

$$L = 0,05 + 0,4606 \log(r_3/r_2).$$

La capacité en microfarads par kilomètre est

$$C = \frac{0,02413 k}{\log(r_3/r_2)}$$

en prenant ici $k = 3,5$. La résistance de l'âme est

$$R_{Cu} = 1000/60 \cdot r_2^2 \cdot \pi.$$

La résistance de l'enveloppe de plomb dont le diamètre extérieur est r_3 a pour valeur :

$$R_{Pb} = 1000/4,8 (r_3^2 - r_2^2) \pi.$$

La résistance totale a pour valeur

$$R = R_{Cu} + R_{Pb}.$$

Evidemment, ces valeurs ne sont qu'approximativement exactes : la valeur calculée de C est trop faible à cause de la petitesse du rapport r_3/r_2 : en outre, par suite de la répartition non uniforme du courant dans l'âme et, avant tout, dans l'enveloppe massive de plomb, la résistance R est trop faible et la self-induction L trop forte. La self-induction L , dont on devrait d'une part diminuer la valeur, devrait être d'autre part augmentée à cause de la proximité de l'enveloppe de fer, et R , dont la valeur devrait être augmentée d'une part à cause de l'action d'écran devrait être d'autre part diminuée à cause des courants de Foucault dans le plomb et dans le fer : comme résultat, on peut, en tous cas, employer en première approximation les valeurs calculées de la théorie simplifiée :

1° Court-circuit sans charge ($r = \infty$).

Retour du courant par le plomb.

On a dans ce cas la valeur :

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi &= \sqrt{\frac{L}{R^2 C}} = \sqrt{\frac{0,112 \cdot 10^{-3}}{3,014^2 \cdot 0,625 \cdot 10^{-6}}} = 4,41 \\ \varphi &= 77^\circ 13' 23'' = 1,347. \end{aligned}$$

Le facteur d'amortissement δ a pour valeur :

$$\delta = \frac{R}{2L} = \frac{3,014}{0,224} = 13400$$

$$x = 0; \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC} = 119700$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = \operatorname{app}^t 118800$$

$$i = (J/\sin \varphi) e^{-13400 t} \sin(\omega t + \varphi)$$

$$= (J/0,975) e^{-13400 t} \sin(118800 t + 1,347).$$

Le courant i est à chaque fois maximum quand l'arc est un multiple impair de $\pi/2 = 1,57$: le premier maximum est atteint au temps

$$t = (1,57 - 1,347)/118800 = 1,89 \cdot 10^{-6} \text{ sec.}$$

Au temps $t = 0$, le courant a pour valeur :

$$i = (J/\sin \varphi) \sin \varphi = J.$$

J est la valeur du courant de court-circuit ; sa grandeur ne sert que comme base de comparaison. Si l'on prend $J = 100$ ampères, on obtient comme premier maximum, après 1,89 millièmième de seconde, la valeur maxima :

$$i = 102,5 e^{-13400 \cdot 1,89 \cdot 10^{-6}} \sin(\pi/2) = 97,75 \text{ ampères.}$$

La tension agissant au condensateur est :

$$u = (J/C\omega) e^{-\delta t} \sin \omega t = \frac{J e^{-13400 t} \sin 118800 t}{0,625 \cdot 10^{-6} \cdot 118800}$$

$$u = 1,35 J e^{-13400 t} \sin 118800 t.$$

Pratiquement, l'influence de l'amortissement est si faible dans ce cas que l'on peut poser

$$\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

et, pour $\delta = 0$, on obtient l'équation :

$$u_0 = J \sqrt{L/C} \sin \omega_0 t = 13,4 J \sin 119700 t,$$

forme sous laquelle l'équation est bien connue. Puisque l'on a $\sqrt{L/C} = 13,4$, on obtient, pour $J = 100$ et pour $t = 1,57/119700 = 13,1 \cdot 10^{-6}$ seconde, la valeur

$$u_0 = 1340 \text{ V max.}$$

En tenant compte de l'amortissement, on a pour

$$t = 1,57/118800 = 13,2 \cdot 10^{-6} \text{ seconde}$$

la valeur maxima suivante pour u :

$$u = 1131 \text{ V.}$$

2° Court-circuit avec amortissement avec charge reliée en parallèle.

En supposant $r = 80$ et $r = 20$ ohms, on voit nettement dans ce cas l'influence de l'amortissement sur les oscillations maxima et l'allure de tout le phénomène. Le calcul est fait d'une façon

tout à fait analogue à celle du calcul précédent. Les résultats en sont rassemblés dans le tableau I, qui contient aussi les résultats relatifs au câble entièrement dépourvu d'amortissement, représentant un cas idéal impossible à atteindre en pratique. Le tableau indique, outre les principales grandeurs déjà étudiées, la fréquence $f = \omega/2\pi$, la durée d'une période T , et les temps t_i et t_a auxquels les oscillations du courant et de la tension deviennent maxima ou atteignent pour la première fois la courbe logarithmique limite :

TABLEAU I

	$R = 0; r = \infty$	$R > 0; r = \infty$	$r = 200$	$r = 80$	$r = 20$
$\lg \varphi'$	∞	4,41	3,26	2,54	1,085
φ'	90°	77° 13'	73°	68°	46°
ω	119 700	118 800	119 200	119 000	116 500
$f = \omega/2\pi$	19 000	18 900	18 970	18 950	18 550
δ	0	13 400	17 400	23 400	53 400
α	0	0	4 000	10 000	40 000
i Amp.	100	97,75	109,5	110	97,5
u Volts	1 340	1 131	1 070	990	666
t_i	»	1,89	2,52	3,03	6,62
t_a	»	13,1	13,15	13,2	13,5
T	5,27	5,3	5,28	5,28	5,4

Il est intéressant de voir qu'avec un plus fort amortissement, c'est-à-dire pour une valeur plus faible de r et une valeur plus grande de α , ce facteur d'amortissement supplémentaire peut devenir égal au facteur primitif δ . Cela arrive lorsque $\delta = \alpha$, c'est-à-dire quand

$$r_k = \frac{L}{RC} = \frac{0,112 \cdot 10^{-3}}{3,014 \cdot 0,625 \cdot 10^{-6}} = 56,7 \text{ ohms.}$$

La fréquence ω' des oscillations fortement amorties est alors à nouveau égale à celle des oscillations non amorties.

$$\omega' = [\sqrt{\omega_0^2 - (\delta - \alpha)^2}]_{\delta = \alpha} = \omega_0.$$

L'autre cas limite, pour lequel $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ a une valeur nulle, pour lequel donc il ne se produit pas d'oscillations, ne serait possible que pour la valeur limite $\omega_0 = \delta$ ou

$$R_0 = 2\sqrt{L/C} = 2\sqrt{\frac{0,112 \cdot 10^{-3}}{0,625 \cdot 10^{-6}}} = \text{app}^t 26,8 \text{ ohms}$$

qui est beaucoup trop élevée pour être réalisable

en pratique. Les oscillations de la tension accompagnent donc régulièrement la production d'un court-circuit dans un câble à courant continu. Elles atteignent dans la plupart des cas des fréquences élevées, de l'ordre de 15 000 à 21 000 périodes par seconde; la tension atteint 8 à 20 volts par ampère de courant de court-circuit. Les petits câbles semblent devoir être plus éprouvés que les gros, à cause de leur plus faible capacité et de leur plus grande self-induction, comme le montre le tableau II. La tension de 10 volts en moyenne indiquée ci-dessus correspond au cas où le retour du courant s'effectue par l'enveloppe de plomb. Si l'on suppose que le courant retourne par un autre conducteur situé à 25 centimètres de distance, un contact se produisant entre l'âme et l'enveloppe par suite de la détérioration du câble, il se produit, au lieu d'un condensateur formé par l'âme et l'enveloppe un autre condensateur de capacité plus grande formé soit entre l'enveloppe et la terre, soit, partiellement, par une réunion de deux condensateurs. La capacité est à peu près doublée comme l'indique le tableau II: la self-induction, pour une distance de 25 centimètres entre les conducteurs, est 5 à 6 fois plus grande. Il en résulte que le cas envisagé dans le calcul est particulièrement plus favorable, quoique déjà, dans ce cas, pour le câble de 50 millimètres carrés à 500 volts la tension maxima atteinte, pour une pointe de courant de 500 ampères au court-circuit, s'élève aux valeurs suivantes :

Pour $r = \infty$	5 655 volts.
— $r = 200$	5 350 —
— $r = 80$	4 950 —
— $r = 20$	3 330 —

Ces valeurs sont 6 à 11 fois plus élevées que la valeur normale de la tension. De telles pointes de courant se produisent malgré la présence de fusibles, car ceux-ci mettent un certain temps à fondre. Le phénomène des oscillations dure quelques cent millièmes de seconde à peine.

L'expression $\sqrt{L/C}$ a déjà été désignée comme résistance aux oscillations libres. On pourrait aussi bien l'appeler résistance électrocinétique ou résistance élastique par rapport aux oscillations. Multipliée par la valeur maxima du courant de court-circuit, elle donne la valeur limite, qui n'est jamais atteinte, de la tension pour des oscillations non amorties.

TABLEAU II

Self-induction, capacités, résistances élastiques et fréquences naturelles de câbles répondant au type normal des câbles à courant continu jusqu'à 750 volts.

SECTION mm ²	SELF-INDUCTION EN MILLIHEUNTS		CAPACITÉ EN MICROFARADS		VOLTS PAR AMPÈRE DE COURANT MAXIMUM DE COURT-CIRCUIT: $R=0$; $r=\infty$.	
	âme/plomb.	âme/conducteur à 25 cm. de distance.	âme/plomb.	plomb/terre.		fréquence naturelle f .
16	$L = 0,152$	$L' = 0,795$	$C = 0,379$	$C' = 0,720$	$\sqrt{\frac{L}{C}} = 20$	$\frac{\omega_0}{2\pi} = 21\ 000$
25	0,140	0,765	0,429	0,771	18,1	20 500
35	0,123	0,715	0,527	0,868	15,2	20 400
50	0,112	0,670	0,625	0,965	13,4	19 000
70	0,105	0,650	0,696	1,060	12,3	18 600
95	0,102	0,634	0,747	1,111	11,7	18 200
120	0,098	0,613	0,804	1,206	11,1	17 900
150	0,097	0,594	0,824	1,304	10,9	17 800
185	0,093	0,571	0,892	1,140	10,2	17 500
240	0,093	0,545	0,906	1,240	10,0	17 400
310	0,088	0,523	1,005	1,397	9,4	16 900
400	0,084	0,499	1,117	1,477	8,7	16 400
500	0,084	0,468	1,117	1,487	8,7	16 400
625	0,080	0,443	1,273	1,503	8,0	15 800
800	0,080	0,429	1,273	1,680	8,0	15 800
1 000	0,077	0,412	1,410	1,806	7,4	15 600

2° *Correction tenant compte de la répartition non uniforme du courant dans la section.*

Les résultats qui précèdent reposent sur l'hypothèse approchée que la densité de courant des oscillations rapides reste constante dans toute la section comme dans le cas de courant continu. Les corrections qui suivent reposent sur l'hypothèse, un peu différente de la réalité, que la section de l'âme est formée d'un fil massif de rayon r_2 . La première hypothèse conduit à des valeurs trop faibles pour la résistance et à des valeurs trop élevées pour la self-induction; la seconde hypothèse au contraire conduit à des valeurs trop grandes pour la résistance et trop faibles pour la self-induction. Si l'on devait admettre que les différents fils de l'âme du câble n'ont aucun point de contact entre eux, la première hypothèse devrait être plus voisine de la réalité que la seconde. Le calcul montre que les différences sont peu importantes et ne sont en aucun cas suffisantes pour modifier le caractère oscillatoire de la décharge.

Soient $2r_2$ le diamètre extérieur de l'âme supposée massive, $2r_3$ le diamètre intérieur de l'enveloppe de plomb massive, ρ_2 et ρ_3 les résistances

spécifiques, μ_2 et μ_3 les perméabilités : pour les fréquences f élevées dont il s'agit, on a, d'après les calculs d'Heaviside :

Pour l'âme de cuivre :

$$R'_2 = \frac{(\mu_2 \rho_2 f)^{1/2}}{r_2}; \quad L'_2 = \frac{R'_2}{\omega} \quad (12)$$

Pour l'enveloppe tubulaire en plomb z :

$$R'_3 = \frac{(\mu_3 \rho_3 f)^{1/2}}{r_3}; \quad L'_3 = \frac{R'_3}{\omega} \quad (13)$$

Il est intéressant de constater que, dans les formules relatives à l'enveloppe de plomb, le diamètre extérieur de cette enveloppe n'intervient pas. Naturellement cela n'est vrai que quand la fréquence est suffisamment élevée pour empêcher la pénétration du courant ailleurs que dans les couches superficielles. Dans ce cas, et en supposant que les perméabilités μ_2 et μ_3 aient pour valeur l'unité, on trouve par exemple pour le câble de 50 millimètres carrés pour $f = 19\ 000$, $r_2 = 0^{\text{cm}},55$ et $r_3 = 0^{\text{cm}},725$:

$$\begin{aligned} R'_2 &= \sqrt{1\ 670 \cdot 19\ 000 / 0,55} \\ &= 10\ 250 \text{ c. g. s. par cm.} \\ &= 1,025 \text{ ohms par kil.} \end{aligned}$$

$$R'_3 = \sqrt{20600 \cdot 19000} / 0,725$$

$$= 27300 \text{ c. g. s. par cm.}$$

$$= 2,73 \text{ ohms par kil.}$$

$$R' = R'_2 + R'_3 = 1,025 + 2,73 = 3,755 \text{ ohms}$$

pour la fréquence 19 000, tandis que, sur courant continu, la valeur de la résistance à considérer est la suivante :

$$R = R_2 + R_3 = 0,334 + 2,68 = 3,014 \text{ ohms;}$$

On a donc, pour les rapports de R' à R , les valeurs suivantes :

$$R'_2/R_2 = 3,06$$

$$R'_3/R_3 = 1,02$$

$$R'/R = 1,25.$$

La résistance semble donc élevée de $1/4$ dans ce cas particulier. Pour la self-induction, on trouve

$$L'_3 = R'_3/\omega = 2,73 \cdot 10^3 / 119700$$

$$= 0,0228 \text{ millihenry}$$

$$L'_2 = R'_2/\omega = 1,025 \cdot 10^3 / 119700$$

$$= 0,0086 \quad \text{—}$$

$$L_{\text{air}} = 0,0500 \quad \text{—}$$

$$L' = L'_2 + L'_3 + L_{\text{air}} = 0,0814 \text{ millihenry.}$$

On avait $L = 0,112$: le rapport L/L' a donc pour valeur 1,39.

Si l'on poursuit le même calcul pour les autres câbles, on trouve des résultats analogues, dont quelques-uns sont indiqués par le tableau III.

TABLEAU III

Augmentation de la résistance et diminution de la self-induction pour la fréquence naturelle f_0 du câble.

SECTION	FRÉQUENCE NATURELLE	R'/R	L/L'	R'_2/R_2	R'_3/R_3
16	21 000	1,25	1,57	1,90	1,08
30	19 000	1,25	1,39	3,06	1,02
240	17 400	1,57	1,37	7,32	1,23
500	16 400	1,88	1,32	10,7	1,63
1 000	15 600	2,19	1,29	14,6	1,73

Le tableau montre nettement que la diminution de self-induction dans tous les câbles de section comprise entre 16 et 1 000 millimètres carrés ne varie que peu, mais que, dans les gros câbles, l'action d'écran de l'enveloppe de

plomb empêche une augmentation considérable de la résistance d'amortissement. Quand l'enveloppe ne sert pas au retour du courant, la résistance de l'âme seule augmenterait de 14,6 fois et l'amortissement serait plus grand qu'on ne l'a supposé dans la théorie simple. Ce fait montre que le cas de retour du courant par une autre âme, considéré comme particulièrement défavorable, est moins défavorable qu'il ne semblait. Mais comme, dans le cas où le retour s'effectue par un câble voisin, la tension initiale est sensiblement plus élevée que dans le cas du retour du courant par l'enveloppe de plomb, il est vraisemblable que ce cas, étudié en détail, est encore le plus favorable même quand on tient compte de l'action d'écran de l'enveloppe. En pratique, dans la plupart des cas, les deux phénomènes de retour par l'enveloppe de plomb supposée isolée de la terre et par un câble séparé ne se produiront pas d'une façon simple. Mais les difficultés de l'étude de ces cas croissent considérablement dès que l'on veut tenir compte de défauts d'isolement ou d'autres particularités entre l'enveloppe et l'âme : en outre, on ne doit pas s'attendre à une modification importante des principaux résultats obtenus, parce que la résistance résultante r englobe en elle le circuit utile et ces dérivations secondaires. On peut donc se limiter à l'étude du cas simple.

B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur la syntonisation des transmetteurs de télégraphie sans fil. — A. Slaby. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 18 octobre 1906.

L'auteur répond aux critiques très vives faites par Wien ⁽¹⁾ sur son étude sur les transmetteurs de télégraphie sans fil ⁽²⁾.

I

1° Dans quelques-unes des séries de mesures de l'auteur, Wien a trouvé que les différences entre les longueurs d'ondes des systèmes non accouplés et celles des systèmes accouplés sont

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 6, 13 et 20 octobre 1906, pages 32, 73 et 114.

⁽²⁾ *Éclairage Électrique*, XLI (1904), p. 178, 221, 300; XLII (1905), p. 30, 381; XLV (1905), p. 316, 354, 394, 433; XLVI (1906), p. 114, 154.

si faibles qu'elles sont du même ordre de grandeur que les différences entre l'observation et la mesure : il en conclut que la théorie de l'auteur ne donne pas exactement les longueurs d'ondes de l'accouplement. Il désigne par Λ les longueurs d'ondes avant l'accouplement. Il y a deux longueurs d'ondes : λ_n pour l'onde de l'antenne avec la self-induction commune aux deux systèmes après l'accouplement, et λ_k pour l'onde du circuit des condensateurs. Non seulement Wien pose une fois $\Lambda/4 = \lambda_k/4$ et l'autre fois $\Lambda/4 = \lambda_n/4$, mais il échange arbitrairement entre elles des valeurs appartenant à différentes séries de mesures, comme le montre le tableau suivant qui indique les valeurs réelles entre crochets, à côté des valeurs inexactes citées par lui.

$\Lambda/4$	$\lambda/4$ calc.	$\lambda/4$ mes.	$(\lambda - \Lambda)/4$	$(\lambda - \lambda')/4$
60,4 (57,1)	61,6	61,5	1,2 (4,5)	0,1
65,4 (60,4)	67,1	66,1	1,7 (6,7)	1,0
60,4 (65,3)	58,4	57,9	-1,9 (6,9)	0,6

On voit qu'il existe des différences très importantes entre les chiffres à comparer, différences dues à l'emploi de valeurs inexactes. Si l'on trace les courbes des résultats du calcul et des observations, on trouve que non seulement pour cette série de mesures, mais pour toutes les suivantes, le caractère de ces courbes vérifie la théorie de l'auteur.

2° Wien reproche à l'auteur des inexacitudes de calcul : les calculs ont été faits au moyen de tableaux et d'une règle à calcul, auxiliaires ordinaires d'un ingénieur. Les calculs exacts, qui ont nécessité une perte de temps considérable, diffèrent en moyenne de 0,9 % (pour λ_1) et de 0,5 % (pour λ_2) des valeurs obtenues par un calcul rapide. Par une ironie du sort, la concordance discutée par Wien est meilleure si l'on emploie ses chiffres moyens obtenus par des calculs plus exacts. Pour λ_2 , la différence moyenne est de 0 %. Son procédé de comparaison repose sur une base inadmissible, car il calcule en % les différences entre les valeurs extrêmes, qui évidemment sont entachées des plus fortes erreurs de mesure : il arrive ainsi, dans un cas, à 76 %.

3° Wien indique que, d'après la formule de l'auteur pour le calcul de l'harmonique supérieur, la concordance avec les résultats de mesure est

plutôt meilleure que plus mauvaise si, dans l'expression de la capacité équivalente, on introduit C_d et non $C_d/2$, comme l'a fait l'auteur pour des raisons théoriques. L'auteur vérifie cette assertion sur l'exemple choisi par Wien.

C_f	$\lambda_2/4$ calculé avec $C_d/2$	$\lambda_2/4$ calculé avec C_d	$\lambda_2/4$ mesuré
2 600	50,4	48,1	50,0
3 000	52,2	49,7	52,5
3 750	55,0	52,0	55,7
4 700	58,0	54,0	58,8
Moyenne.	53,9	50,9	54,2

Quand on effectue le calcul avec $C_d/2$, la différence moyenne est 0,5 % ; quand on effectue le calcul avec C_d , elle atteint 6 % : l'assertion de Wien est donc inexacte.

4° Dans la mesure du facteur de fréquence des condensateurs, Wien indique des erreurs de 12,4 à 56 % dues à l'inexactitude de l'étalonnage de la bobine de multiplication servant d'ondomètre. Il suppose que les bobines employées ont été étalonnées d'après la méthode du pont : or précisément les valeurs indiquées ont été déterminées par la mesure des longueurs d'ondes de circuits oscillants avec condensateurs à air : les valeurs des facteurs de fréquence n'ont donc pu se ressentir d'aucune erreur d'étalonnage et les erreurs de 56 % indiquées par Wien n'existent que dans son imagination.

En ce qui concerne les condensateurs Grisson, le constructeur a fait connaître à l'auteur que les appareils livrés à Wien étaient munis d'un mauvais diélectrique par suite de défauts de fabrication.

5° L'auteur passe à la critique relative à la mesure de la capacité d'un fil tendu parallèlement au sol à la hauteur h , mesure faite d'après la méthode du pont. Wien a extrait, dans toute la série de mesures, la valeur relative à la distance la plus faible, pour laquelle les erreurs de mesure sont à peu près inévitables, et qui, par surcroît, présente une légère faute de calcul.

6° En ce qui concerne le renforcement d'une oscillation au dépens de l'autre, dans les transmetteurs accouplés, Wien trouve défectueux le dispositif expérimental employé par l'auteur avec deux harpes : il indique que l'accouplement était

très rigide, alors que les harpes étaient à 9 mètres l'une de l'autre. Or l'amortissement mesuré au transmetteur conservait la même valeur quand on mettait en place la harpe réceptrice et quand on l'enlevait. Le dispositif expérimental ne peut donc pas être considéré comme défectueux, ainsi qu'il l'indique.

En outre, l'auteur ayant employé comme appareil de mesure un ampèremètre thermique, Wien indique que cet appareil consommait la plus grande partie de l'énergie à mesurer et que le dispositif ne répondait pas aux bases fondamentales de la physique, d'après lesquelles le dispositif de mesure ne doit pas influencer la grandeur à mesurer. L'auteur a cherché à employer, sous une forme susceptible de mesure, toute l'énergie reçue : l'ignorance des bases expérimentales de la physique qu'il a ainsi témoignée est semblable à celle des ingénieurs qui, pour mesurer la puissance d'un électromoteur, absorbent celle-ci dans un frein de Prony.

Wien a développé une théorie du désaccord basée sur les formules de Drude et il l'a contrôlée par des expériences. Il a trouvé, dans le cas où l'amortissement de l'antenne est deux à trois fois plus grand que celui du circuit des condensateurs, que le désaccord permet théoriquement d'obtenir une augmentation de 20 % environ dans l'énergie du courant. Il indique que les résultats de mesure ont concorde qualitativement avec la théorie ; qualitativement seulement ! Il a comparé l'allure des courbes obtenues et a pris la concordance de leur caractère comme preuve de l'exactitude de la théorie. L'auteur a fait exactement de même pour vérifier sa théorie du calcul des ondes. Il est regrettable que Wien n'ait pas comparé en % les différences entre les valeurs limites obtenues dans ses mesures. Mais, comme résultat fort intéressant de sa critique, si Wien avait rassemblé les résultats de mesure obtenus par l'auteur sur le transmetteur à câble (qui se rapproche plus du cas pratique que le transmetteur à harpe), il eût trouvé une concordance excellente avec sa théorie. Dans cette série d'essais, l'amortissement du câble était à peu près quatre fois plus grand que celui du circuit des condensateurs, à cause de la proximité du toit. Dans ce cas, d'après Wien, l'augmentation de l'énergie de courant doit atteindre 56 %. Or les indications de l'auteur sur l'action à distance se rapportent aux intensités de courant (et non

aux énergies de courant : Wien se trompe simplement du carré), et l'accroissement moyen constaté a été de 22 %, soit, pour les énergies de courant, 49 %.

Wien considère, non pas le transmetteur à câble, mais le transmetteur à harpe ; l'amortissement de la harpe était certainement cinq fois plus grand que celui du circuit des condensateurs. Les augmentations de l'intensité de courant concordent bien qualitativement avec la théorie du désaccord de Wien, et cependant celui-ci écrit que le renforcement théorique est sensiblement plus faible que ne l'a indiqué l'auteur. Comment peut-il le savoir, puisqu'il ignore la valeur du rapport des amortissements de l'antenne et du circuit dans les expériences de l'auteur ?

D'après ce qui précède, on voit que parmi les critiques de Wien, appuyées sur des chiffres, pas une seule n'est fondée.

(A suivre.)

R. V.

Station de télégraphie sans fil de Nauen. — Siewert. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 18 octobre 1906.

L'auteur décrit le poste extrapuisant de télégraphie sans fil établi à l'embouchure de l'Elbe, à Nauen, d'après le système Telefunken. Ce poste est caractérisé par l'emploi d'une antenne très spéciale supportée par une tour en fer isolée du sol, avec antenne en forme de parapluie. C'était là, comme on va le voir, une solution nouvelle présentant des difficultés d'établissement, d'autant plus grandes que l'on rencontre l'eau à 2 mètres de profondeur et que les fondations devaient, néanmoins, n'avoir pas de trop grandes dimensions pour permettre d'isoler la tour. Les tempêtes violentes du mois de juin, au cours desquelles la foudre est tombée deux fois sur la tour, ont montré la solidité de l'ensemble du dispositif.

La construction du poste fut très rapide. Elle fut commencée au début du mois de juin par l'enfouissement des fils de terre, comprenant 54 kilomètres de fil de fer enterrés à 0^m,25 de profondeur et couvrant une surface de 126000 mètres carrés. Au bout de 4 semaines, la tour avait 50 mètres de hauteur, le poste était construit, et la plupart des appareils, ainsi que la locomobile, étaient prêts. Au début du mois de juillet, on communiquait avec Postdam. Quatre

semaines après, la tour avait 100 mètres de hauteur et l'installation du poste était achevée. A partir de ce moment on entreprit des expériences de transmission à distance : la plus grande distance franchie sur terre a atteint 1 350 kilomètres (Saint-Petersbourg) avec récepteur Morse. Le vapeur Bremen, arrivé le 3 octobre à New-York, a reçu les signaux du poste de Nauen à 2500 kilomètres de distance (dont 1000 sur terre).

toujours sur la paire de poulies correspondante. De cette façon, la tour n'a pas à supporter d'efforts latéraux. D'autre part, chacun des six segments peut être abaissé séparément. A la partie supérieure, il y a 6×9 fils de bronze. sur chacun desquels sont dérivés, au quart de leur longueur, deux nouveaux fils portant le total des fils à 162 à la partie inférieure. Chaque segment est supporté et amarré à la terre par l'intermé-

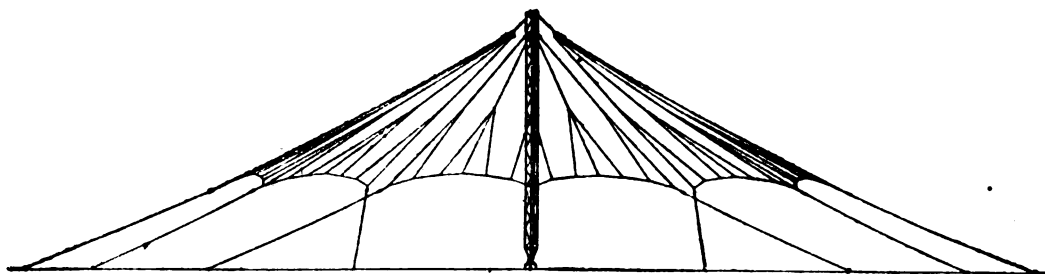


Fig. 1.

La figure 1 représente la disposition de l'antenne, soutenue par la tour de 100 mètres de hauteur. Cette tour est triangulaire et a 4 mètres de côté. Trois longerons, assemblés par des traverses en diagonale, sont parallèles depuis le haut de la tour jusqu'à 6 mètres du sol. Au pied, ils se réunissent à une sphère de fonte enchâssée dans un logement approprié. La fondation de béton repose sur une couche isolante. Des escaliers conduisent jusqu'à une plate-forme, située à 96 mètres du sol. Trois poulies, placées quatre mètres plus haut, servent à hisser l'antenne. A la hauteur de 75 mètres sont fixés trois haubans qui maintiennent la tour verticale : ces haubans en fer rond aboutissent à des ancrages distants de 200 mètres : ils sont très fortement tendus. La tour présentant par rapport à la terre des différences de potentiel qui peuvent correspondre à 1 mètre d'étincelle, ces trois haubans devaient être très bien isolés de la tour et de la terre. Les pièces isolantes supérieures sont plongées d'une façon permanente dans l'huile : les pièces isolantes inférieures consistent en bois spécialement traité et sont protégées par de petites cabanes.

La forme de l'antenne est nettement visible sur la figure 1 : elle forme un parapluie couvrant une superficie de 60000 mètres carrés. Les six segments de ce parapluie sont établis de telle façon que des segments opposés s'équilibrent

diatre de plusieurs isolateurs en porcelaine en série. L'antenne est reliée au poste par 54 fils partant du sommet de la tour et formant 6 harpes autour de celle-ci : la tour oscille ainsi avec l'ensemble du système.

Comme on l'a dit au début, la prise de terre consiste en fils de fer enfoncés dans le sol : ces fils rayonnent d'une façon correspondant à l'antenne : l'ensemble comprend 108 fils qui se subdivisent en 324 fils.

Le poste transmetteur contenu dans un bâtiment couvrant environ 100 mètres carrés de surface comprend un rez-de-chaussée et un étage. Le rez-de-chaussée contient les machines, la salle de télégraphie et la salle de réception : tout le premier étage est consacré aux appareils à haute tension. Le chauffage est assuré par la vapeur d'échappement de la locomobile.

Le groupe électrogène comprend une locomobile de 35 chevaux et un alternateur de 24 kilovolts-ampères entraîné par courroie et produisant du courant monophasé à 50 périodes. Des fusibles à haute fréquence protègent les enroulements de cet alternateur contre les surtensions dues à la haute fréquence. De l'alternateur partent des conducteurs aboutissant au tableau de distribution : le courant, après avoir traversé deux bobines de self-induction, alimente ensuite quatre bobines d'induction établies au premier étage ainsi que tous les appareils à haute tension.

Le circuit transmetteur comprend 360 grandes bouteilles de Leyde en huit rangées, des bobines de self-induction, et l'éclateur. Les bouteilles de Leyde consistent en tubes de verre fermés à leur extrémité inférieure et recouverts intérieurement et extérieurement de feuilles d'étain. Le groupement de ces bouteilles est tel que les armatures extérieures ou intérieures de 120 bouteilles soient parallèles, les trois groupes ainsi formés étant montés en série. La capacité totale a une valeur de 400 000 centimètres.

Avec cette capacité, les quatre bobines d'induction avec les bobines de self-induction primaires et secondaires sont amenées en résonance aiguë pour la fréquence de 50 périodes du courant primaire : la charge de la capacité n'exige donc qu'une relativement faible quantité d'énergie.

La décharge de la batterie de condensateurs se produit dans le circuit oscillant exciteur à travers la self-induction et l'éclateur. La première consiste en un tube de cuivre argenté de grand diamètre tordu en hélice et suspendu à des isolateurs en porcelaine. Des bornes mobiles sont placées sur ce tube et permettent de modifier la valeur de self-induction soit pour modifier la longueur d'onde du circuit exciteur, soit pour obtenir le meilleur degré d'accouplement entre le circuit transmetteur et l'antenne aérienne.

L'éclateur a des électrodes annulaires distantes de 30 millimètres environ et ne s'échauffe pas d'une façon exagérée, même sans ventilation artificielle. Le calcul montre qu'au moment où l'étincelle jaillit, l'intensité du courant atteint environ 400 000 ampères. L'amortissement dans ce circuit est très faible. L'antenne est reliée au circuit exciteur avec un accouplement de 4 % environ ; sa capacité est d'environ 20 000 centimètres. Un conducteur dérivé de la self-induction du circuit exciteur et relié à un ondomètre permet de faire les mesures de la longueur d'ondes.

Pour émettre les signaux, on ne peut songer à employer un interrupteur ordinaire. On opère de la façon suivante : tantôt l'alternateur travaille sur les bobines d'induction, avec deux bobines de self-induction en série, tantôt les bobines d'induction sont court-circuitées et l'alternateur débite sur les deux bobines de self-induction. Les intensités de courant ayant à peu près la même valeur dans les deux cas, le passage d'une

connexion à l'autre a lieu presque sans étincelles.

Pour passer de la transmission à la réception, on déplace un seul levier qui commande trois interrupteurs reliés ensemble par des chaînes de transmission : ces interrupteurs effectuent la liaison entre l'antenne et le circuit récepteur, et bloquent le transmetteur.

Tous les appareils récepteurs, pour la réception au son et la réception au Morse, sont rassemblés sur une table et chaque circuit contient un conducteur réglable servant à l'accord. On peut recevoir séparément ou simultanément au son et au Morse. Un appareil permet de vérifier, quand c'est nécessaire, l'accord de l'antenne.

Un parafoudre protège le poste contre les décharges : en cas d'orage, on relie toujours directement à la terre la tour et l'antenne.

R. V.

APPLICATIONS MÉCANIQUES

Expériences faites sur des coussinets. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 23 septembre 1906.

La Compagnie Westinghouse a fait des expériences sur des paliers de grandes dimensions avec des vitesses de rotations élevées. L'appareil d'essais consistait en un arbre court entraîné par un moteur de traction à une vitesse de rotation comprise entre 400 et 1 400 tours par minute. Cet arbre tournait dans trois paliers ABC : il reposait sur les deux paliers extrêmes A et C ; le palier intermédiaire B pouvait être déplacé, au moyen de tiges, de leviers et de glissières, de façon à charger l'arbre. Les deux paliers extrêmes avaient 230×760 millimètres et le palier intermédiaire avait 390×1020 millimètres. La puissance absorbée était mesurée par la puissance électrique absorbée par le moteur dont le rendement était de 67 % pour une charge de 45 à 54 ampères et de 85 % pour une charge de 114 à 127 ampères. Tous les paliers étaient munis de coussinets en métal blanc et étaient alimentés par un réservoir d'huile : le palier intermédiaire B était, en outre, muni d'une circulation d'eau pour son refroidissement, ce palier avait un jeu de $0^{\text{mm}},76$; les deux autres avaient un jeu de $0^{\text{mm}},19$. La durée de l'essai fut de 7 heures ; le démarrage se faisait à vide. L'épaisseur de la couche d'huile fut mesurée et, conformément aux conclusions

théoriques, on trouva qu'il se produit un déplacement de l'arbre dans le sens de rotation, et que par suite, lors de la rotation en sens inverse des aiguilles d'une montre, la couche d'huile est plus mince en un point de la moitié inférieure du palier situé à droite de l'axe de symétrie qu'au point correspondant à gauche de celui-ci. La couche d'huile augmente d'épaisseur avec la vitesse : cette épaisseur est nulle pour le palier B et le point à droite de l'arbre à 400 tours par

minute, c'est-à-dire que, pour les vitesses inférieures à 400 tours par minute, le graissage est imparfait et il se produit un grippage du coussinet. L'élévation de température est d'autant plus faible que le lubrifiant est moins visqueux : dans les expériences à forte charge, on employait de l'huile de paraffine très liquide.

Les résultats obtenus dans la série d'expériences sont résumés complètement par le tableau suivant :

		HUILE VISQUEUSE DE MACHINES		HUILE LÉGÈRE DE PARAFFINE	
Charge en B, en tonnes.		22,5	30,5	43,0	46,0
Charge en A et C, en tonnes.		10,0	14,0	20,4	21,6
Pression superficielle en B, en kgr. par cmq.		5,8	7,8	11,0	11,8
— en A et C, en kgr. par cmq.		5,7	8,0	11,6	12,3
Vitesse de rotation par minute.		306	454	946	1 286
Vitesse périphérique en B, en mètres par seconde.		6,1	9,1	19,0	25,6
— en A et C, en mètres par seconde.		3,7	5,5	11,3	15,5
Watts en marche à vide (A + B + C).		8 900	11,960	31,200	39,000
Intensité de courant en charge : ampères.		12	16	419	52,0
Watts absorbés en charge.		13,400	20,000	36,600	45,700
Coefficient de frottement.		0,0044	0,002	0,0025	0,0022
Température en degrés C.	Air.	17	17,39	30,5	19
	Partie supérieure du palier A.	48,8	52,3	58,7	97
	— B.	"	"	"	58
	— C.	47,5	57,8	67,2	117
	Huile admise.	44,6	45,7	21,7	16,5
	Huile sortant des paliers A.	"	46,9	58	65
	— B.	"	49,3	56	54
	— C.	"	46,8	59,5	62,5
	Eau de refroidissement de B à l'entrée.	7	10,9	11	16
	— B à la sortie.	18	47,3	38,5	69
Consommation d'huile en A, en kgr. par minute.		"	2,9	54	1,27
— B, —		"	1,4	4,5	2,7
— C, —		"	1,7	3,9	4,5
Consommation d'eau de refroidissement en B, en kgr. par minute.		4,4	0,41	2,8	0,13
Chaleur absorbée par l'huile %/o.		"	63	61,2	36
— par l'eau de refroidissement %/o.		"	5,3	10,3	0,8
Radiation %/o.		"	31,7	28,5	63,2

E. B.

Sur la commande électrique des trains de laminoirs. — Wiley. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 23 septembre 1906.

Depuis huit mois, le train de laminoirs n° 3 des ateliers E. Thompson des aciéries Carnegie est actionné électriquement. On lamine des rails de 25 à 45 kilogrammes par mètre courant pour les amener à 8 à 10 kilogrammes par mètre courant.

La longueur des rails primitifs est de 5 à 6 mètres : ces rails sont chauffés dans un four à gaz et terminés en 8 opérations sans nouvelle chauffe. Les rails obtenus ont 9 mètres environ. Ces opérations sont faites dans deux trains de laminoirs placés à 41 mètres l'un de l'autre : le premier laminoir comprend deux trios ; le deuxième comprend un trio et un duo. La commande de toutes les machines

est effectuée par des moteurs à courant continu à 220-235 volts ; pour chacun des deux trains de laminoirs, il y a un moteur de 1500 chevaux ; pour les machines auxiliaires il y a 18 moteurs de 75 à 90 chevaux.

Les moteurs de laminoirs sont compound à 30 pôles : ils ont 15 % d'excitation série et présentent une chute de vitesse de 125 à 100 tours quand on passe de la marche à vide à la pleine charge. Ces moteurs sont très largement dimensionnés au point de vue électrique et au point de vue mécanique. Chacun d'eux est accouplé à un volant en fonte de 56^{kg}, 500, 5^m, 50 de diamètre et 2 mètres de rayon de giration. Le diamètre de l'arbre est de 71 centimètres ; les coussinets ont un diamètre de 63 centimètres et une longueur de 158 centimètres. Les deux paliers sont garnis de métal blanc et munis d'anneaux graisseurs et d'une circulation d'eau. Un palier de butée avec paroi en métal blanc a été prévu contre l'un des paliers pour empêcher le déplacement axial qui pourrait éventuellement se produire en cas de rupture de l'arbre.

Le démarrage et le réglage de ces moteurs sont obtenus par introduction de résistances dans le circuit. Une résistance consiste en 105 rails de 12 kilogrammes par mètre courant et 795 rails de 20 kilogrammes par mètre courant séparés les uns des autres par des pièces isolantes. Les résistances sont prévues pour pouvoir rester en circuit. Le démarreur, construit par la compagnie Cutler Hammer, comprend 12 interrupteurs à main verrouillés mécaniquement ensemble. Par suite du jeu de deux relais shunt, tous les interrupteurs sont ouverts automatiquement lorsque le circuit d'excitation est coupé. En outre, il y a un relais de tension nulle et un disjoncteur à force centrifuge qui ouvre tous les interrupteurs lorsque la vitesse dépasse une valeur déterminée. Le tableau suivant indique quelques résultats d'expériences :

Courant à vide.	1 800 amp.
Puissance des laminoirs : 15 rails de 45 kgr. par mètre courant convertis en rails de 8 kgr.	
Valeur minima du courant (moyenne).	3 250 —
— maxima —	5 000 —
Valeur instantanée maxima observée.	6 000 —
Energie récupérée par le volant. . . .	50 %

E. B.

Relais pour courants de retour. — Mac Gahan et Baker. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 23 septembre 1906.

Les auteurs décrivent les relais à courant de retour établis par la C^{ie} Westinghouse. Ces appareils peuvent être de deux types :

1° Aimant avec enroulement de tension et enroulement d'intensité, agissant à l'opposé l'un de l'autre quand le courant a la direction normale.

2° Wattmètre dont l'élément mobile ferme un contact.

L'inconvénient de ces appareils est que l'enroulement de tension est inactif aux faibles facteurs de puissance et aux faibles tensions (court-circuit). Le relais Westinghouse appartient au type wattmétrique modifié de telle façon que le couple soit pratiquement indépendant du facteur de puissance et soit encore suffisant pour une différence de potentiel nulle.

Le relais est analogue dans la construction générale, au compteur triphasé Westinghouse bien connu. Il comporte, comme celui-ci, un élément mobile formé par un arbre avec deux disques et deux électro-aimants. Le couple exercé est équilibré par un ressort. Les aimants portent un enroulement particulier qui combine automatiquement l'influence du courant seul, de la tension seule ou de la puissance. La vitesse de rotation de l'élément mobile est influencée par un amortissement convenable.

Le tableau suivant montre de quelle façon le facteur de puissance de la charge influe sur l'appareil :

Facteur de puissance.	100	90	70	50 %
Courant de fermeture.	8,6	7,7	6,6	5,5 amp.

On peut régler la sensibilité du relais par réglage des contacts : le temps peut être réglé par modification de l'amortissement. Le relais est relié à la ligne triphasée comme un compteur triphasé.

E. B.

Électro-aimants à courants alternatifs. — Lindquist. — *Electrical World*.

La force d'attraction d'un aimant est proportionnelle à B^2 : on doit donc saturer le fer autant que cela est possible pour une élévation de température donnée. Si l'on fait abstraction de la distorsion et de la dispersion, on trouve que les voltampères consommés sont proportionnels

à la force d'attraction et à la fréquence, et sont indépendants de la section du fer. La dispersion et la distorsion produisent une augmentation des voltampères consommés pour une force d'attraction donné. Le flux de dispersion dépend de la section Q du fer, suivant une fonction Q^m , m étant compris entre 0,5 et 1. Si $m=1$, la force d'attraction est indépendante de Q ; si $m=0,5$, elle croît lentement avec la section. Pour $m=1$, on trouve la saturation la plus favorable en menant la tangente de l'origine à la courbe de saturation.

Le bourdonnement produit par les électro-aimants à courant monophasé provient de différentes causes. Les tôles doivent être fortement serrées les unes contre les autres, sans quoi elles vibrent : l'entrefer doit avoir une valeur uniforme, pour éviter les efforts latéraux. Il est bon de guider le noyau au moyen de glissières en métal non magnétique. Quand il s'agit de fermer un contact, il faut interposer entre le noyau et le contact un ressort qui amortisse les trépidations.

R. R.

Emploi d'électro-aimants pour étudier les défauts et les soufflures du fer. — L. Kann.
— *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 23 septembre 1906.

L'auteur décrit une méthode pour étudier l'homogénéité de pièces de fonte ou de fer. Cette méthode repose sur l'emploi d'un électro-aimant dont le flux magnétique traverse la partie à étudier : une petite bobine, dans laquelle une variation de ce flux magnétique induit une f. é. m. est placée de l'autre côté de la pièce à étudier. S'il y a une soufflure ou un défaut, le flux magnétique diminue, et une f. é. m. est induite dans la bobine : un galvanomètre, relié à celle-ci, accuse immédiatement une déviation dont l'importance dépend de l'importance du défaut.

E. B.

ÉCLAIRAGE

Sur la lampe à tungstène. — *Electrical World*.

L'emploi du tungstène pour l'établissement de filaments de lampes à incandescence électriques semble appelé à un brillant avenir et un grand nombre de brevets ont été pris à ce sujet. Il est

donc intéressant de jeter un coup d'œil d'ensemble sur cette question.

Tandis que le tungstène est considéré comme un métal rare, les composés du tungstène sont très répandus. Le tungstate de soude est employé sur une grande échelle pour imprégner les fibres et les rendre incombustibles : il est aussi employé comme mordant pour décaper. Les bronzes au tungstène sont aussi beaucoup employés sous forme de poudre pour les revêtements. Mais la principale consommation de tungstène, depuis quelques années, est relative à la fabrication des aciers de machines outils à grande vitesse et des aciers pour plaques de blindage. On peut citer, en ce qui concerne la consommation de tungstène aux Etats-Unis, la production de 46 tonnes en 1900, 179 tonnes en 1901, 184 tonnes en 1902, 292 tonnes en 1903, 740 tonnes en 1904 et 803 tonnes en 1905. Le prix par tonne a augmenté, par suite de l'augmentation des demandes. Alors que le tungstène contenant 60 % de W_3 était coté 10 à 15 francs par unité, ce prix s'est élevé à 30 et 35 francs. On voit, d'après ce prix, que le tungstène est un métal rare, mais non comme le platine ou l'osmium.

A l'heure actuelle, il n'y a qu'un district des Etats-Unis où la fabrication du tungstène soit très avancée : c'est au Colorado. Néanmoins, en un grand nombre de points des Etats-Unis, on a trouvé des minéraux de tungstène, mais peu d'entre eux contiennent une quantité suffisante de ce métal. Le marché européen utilise du tungstène importé d'Australie ou du Pérou.

Le point de fusion du tungstène pur a toujours été indiqué comme très élevé. D'après les récentes recherches, il semble que le tungstène, comme le carbone, se volatilise directement sans passer par l'état liquide. Mais la température à laquelle le carbone se volatilise est considérablement moins élevée que la température de volatilisation du tungstène. Le filament au tungstène peut donc être porté d'une façon continue à une température plus élevée que le filament de carbone et, d'après les lois de la radiation, on peut en conclure a priori que la lampe au tungstène aura un bien meilleur rendement que la lampe au carbone.

Par suite de sa nature réfractaire bien connue, on a pensé depuis assez longtemps à employer du tungstène pour la fabrication des filaments

de lampes à incandescence, mais les premiers inventeurs pensèrent seulement à recouvrir de ce métal un filament de carbone ou de platine. Pour la fabrication de filaments au tungstène pur, différentes méthodes ont été proposées dernièrement par plusieurs chimistes, par Just et Hanaman, par Kuzel et par la C^{ie} Auer.

Comme tous les métaux proposés pour la fabrication de lampes à incandescence, le tungstène a une résistivité beaucoup plus faible que celle du carbone, ce qui rend plus difficile la fabrication de lampes à haut voltage : la difficulté est la même que pour les lampes à osmium ou au tantale.

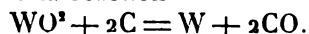
Le brevet 154 262 de Just et Hanaman (15 avril 1903; acc. 8 septembre 1904) part de l'idée de recouvrir de tungstène un noyau de carbone. Les oxychlorures de tungstène ou de molybdène, quand ils sont chauffés, au rouge, sont réduits par l'hydrogène en formant du métal pur, de l'acide chlorhydrique et de l'eau. Si donc un filament en carbone ou en métal est porté à l'incandescence dans une atmosphère d'oxychlorures de tungstène, avec un excès d'hydrogène, le tungstène réduit est déposé sur le charbon ou sur le métal du filament, et le filament résultant est recouvert de tungstène.

Les expériences prouvent que, dans certaines conditions, la réaction se produit d'une façon différente. Si l'on chauffe électriquement un filament en carbone dans la vapeur d'oxychlorure de tungstène, en présence d'une quantité très faible d'hydrogène, ce filament se transforme peu à peu en filament de tungstène pur. Le carbone est oxydé et produit de l'acide carbonique et de l'oxyde de carbone : le chlorure se combine avec l'hydrogène, et le tungstène est déposé à la place du carbone. Quand ce dernier a été complètement remplacé par le tungstène, il est avantageux d'accroître la quantité d'hydrogène : le dépôt de tungstène sur le filament devient plus important, l'hydrogène servant d'agent réducteur, tandis que le carbone ne participe pas à la réaction. Les conditions dans lesquelles la réaction se produit avec oxydation de carbone est un excès d'oxychlorure, la présence de très peu d'hydrogène et une haute température du filament. Avec un excès d'hydrogène et une température trop basse, le carbone du filament ne participe pas à la réaction. Les mêmes réactions se produisent avec du molybdène au lieu de tungstène.

Le D^r Bœhm a indiqué que cette méthode est entièrement analogue à celle brevetée par F. Blau en 1901 pour transformer un filament de carbone en osmium dans une atmosphère d'oxyde d'osmium.

La méthode qui précède est nommée méthode de substitution. Quelques modifications de cette méthode sont mentionnées dans le brevet anglais de 1901, n° 11 949 accordé à Just et Hanaman. Quand un filament de carbone recouvert d'une couche de tungstène d'épaisseur suffisante est soumise dans le vide à une température convenable par le passage d'un courant électrique, le carbone se combine au métal qui l'entoure, et un carbure se forme, tout le filament devenant homogène. Ce phénomène, nommé dissolution du carbone, ne dure que quelques minutes et est d'autant plus rapide que l'excès de métal sur le carbone est plus grand. Pour produire d'abord le revêtement de carbone, on prend un filament en carbone le plus fin possible (0^{mm},02 à 0^{mm},06) que l'on soumet à l'action d'un courant électrique dans une atmosphère d'hexachlorure de tungstène WCl⁶ en présence d'hydrogène ou d'un autre gaz réducteur : le tungstène se dépose alors sur le carbone. Quand le revêtement ainsi obtenu présente une épaisseur suffisante, on porte le filament à l'incandescence au moyen d'un courant électrique dans une atmosphère d'un gaz inerte très raréfié, tel que l'hydrogène à la pression de 20 millimètres. Le phénomène de dissolution, décrit ci-dessus, se produit alors et est complètement terminé en quelques minutes. Le filament ainsi obtenu contient le carbone sous forme de combinaison (généralement du carbone) et présente une apparence blanc brillant.

Le filament est alors porté à une haute température, par le passage d'un courant électrique, dans un mélange de vapeur avec des gaz réducteurs, et le carbone est oxydé par une action semblable à celle qui se produit dans la fabrication du gaz à l'eau. Une autre méthode pour décarburer le filament est la suivante : les filaments en carbone de tungstène sont enfermés dans un creuset réfractaire, avec un sous-oxyde de tungstène finement pulvérisé, tel que WO², et est chauffé à une température de 1 600° environ pendant plusieurs heures. Le carbone est oxydé d'après la réaction



Le tungstène réduit ne se dépose pas sur le filament, mais reste sous forme de poudre amorphe dans la masse d'oxyde qui entoure le filament.

Un procédé tout à fait différent a été breveté par Just. Il est nommé méthode de la pâte et est analogue à la méthode employée par Auer pour la fabrication de ses filaments d'osmium. Les composés du tungstène, réductibles par l'hydrogène (tels que l'oxyde, le sulfure, le chlorure, etc.) sont réduits en poudre et mélangés avec un liant ne contenant pas de carbone (de l'eau par exemple), formant ainsi une pâte que l'on presse sous forme de filaments et que l'on réduit dans une atmosphère d'hydrogène.

D'après les indications de la Vereinigte Elektrizitäts A. G. qui exploite les brevets Just et Hanaman, la méthode de substitution permet la fabrication de filaments très fins en tungstène pur, au moyen desquels il est devenu possible d'établir des lampes à 110 volts de 52 bougies seulement. Le filament a une finesse que l'on ne peut pas obtenir par la méthode de la pâte. Dans la lampe de 32 bougies à 110 volts, il y a trois filaments maintenus en place par des agrafes d'oxyde d'aluminium ou d'autres oxydes. Comme dimension et comme forme, la lampe de 32 bougies est identique à la lampe ordinaire de 32 bougies à filament de carbone. Cette compagnie adoptera comme type normal la lampe de 40 bougies 110 volts 40 watts. Aucun essai officiel n'a été fait jusqu'à présent sur la lampe Just et Hanaman, mais on indique que la durée moyenne d'une lampe de 40 bougies 110 volts 40 watts est de 1500 heures. La puissance lumineuse de la lampe reste tout à fait invariable pendant toute la durée de fonctionnement.

Un autre type de lampe au tungstène a été établi par le Dr Kuzel. Le métal, à l'état de solution colloïdale, forme une masse plastique sans addition de liant et peut être travaillé en fils. Ceux-ci subissent, après séchage, une modification physique lorsqu'on les soumet à un courant électrique ; sans se rompre ni devenir pulvérisants, ils passent de l'état colloïdal à l'état cristallin et le filament est prêt à être employé. Le Dr Kuzel revendique l'emploi de cette méthode pour la fabrication de filaments avec un grand nombre de métaux. Dans son brevet, il en mentionne 14, parmi lesquels le tungstène. Il semble que, pour la fabrication actuelle de ses fila-

ments, Kuzel emploie des alliages de plusieurs métaux. Les résultats d'expériences faites sur des lampes Kuzel ont déjà été publiés.

Finalement, la Compagnie Auer autrichienne a établi des lampes au tungstène consommant 1 watt par bougie. Les lampes ont été essayées au laboratoire municipal de Vienne : la durée de fonctionnement dépasse 1000 heures. Les filaments sont fabriqués par traitement du trioxyde de tungstène par un excès d'ammoniac de façon à former une pâte avec laquelle on établit les filaments. Les lampes au tungstène fabriquées par cette Compagnie ont une puissance lumineuse de 60 à 80 bougies pour 110 volts. Une nouvelle lampe, qu'elle va introduire sur le marché, est la lampe Osram. Celle-ci constitue une modification de la lampe à osmium, modification qui a permis d'abaisser la consommation spécifique. Le filament des lampes Osram⁽¹⁾ contient principalement du tungstène, qui est mélangé à l'osmium. Les lampes Osram officiellement essayées consomment environ 1 watt par bougie et durent plus de 1000 heures. La lampe au tungstène fonctionne, d'une façon générale, aussi bien sur courant alternatif que sur continu.

R. R.

Sur les nouvelles lampes à incandescence.
— R.-C. Böhm. — *The Electrician*, 21 septembre 1906.

L'auteur passe en revue les nouvelles lampes à filaments métalliques dont il a déjà été plusieurs fois question. Il mentionne les différents brevets et modes de fabrication relatifs aux lampes au tungstène, qui sont rappelés d'une façon détaillée dans l'étude précédente. En ce qui concerne la lampe au zirconium, il donne quelques détails intéressants.

Plusieurs types de lampes au zirconium ont été proposés, le carbure de zirconium étant stable en présence de l'eau. Trois brevets ont été pris par Sander (133 701, 137 568 et 137 569). On emploie des hydrures de zirconium en combinaison avec un liant organique. L'hydrure est obtenu par réduction d'oxyde de zirconium par le magnésium dans un courant d'hydrogène, d'après la méthode de Winkler et, s'il y a un excès de magnésium, le produit obtenu est

(¹) Le mot Osram est une combinaison des mots osmium et wolfram (tungstène).

ZrH¹. La magnésie et l'excès de magnésium sont enlevés par un traitement à l'acide chlorhydrique dilué et, après séchage, l'hydruire est amené sous forme de pâte par mélange avec un liant organique. Les filaments sont faits à la presse avec cette pâte et séchés dans une atmosphère d'hydrogène à la température de 300° environ. Pour rendre ces filaments conducteurs, il faut les chauffer à une température très élevée, ou on lui applique une différence de potentiel élevée. Quand le filament est incandescent, il se forme un carbure : le filament devient dur et métallique. La lampe ainsi établie consomme 2 watts par bougie et ne peut être établie que pour de basses tensions.

Un autre type de lampe au zirconium est obtenu par échauffement d'un filament de carbone ordinaire dans une atmosphère d'un composé du zirconium (brevets allemands 140323 et 141353). L'amélioration de rendement, qui en résulte, est peu considérable. Hollefreund, qui a fabriqué ces filaments, établit maintenant d'autres filaments en carbure contenant aussi du tungstène et du ruthénium et ayant un point de fusion beaucoup plus élevé que les filaments en carbure de zirconium. Ces lampes ont une durée de 1000 heures et consomment 1 watt par bougie : la puissance lumineuse ne varie pas pendant les 500 premières heures, mais il est difficile d'établir ces lampes pour des tensions élevées. Par exemple, un filament de 0^{mm},6 de diamètre et 5 millimètres de longueur absorbe 1 volt (brevets 140378, 146555, 147233, 147316).

La lampe au zirconium a été suivie par une autre lampe contenant un filament d'iridium qui, comme l'osmium, appartient au groupe du platine. L'iridium ne peut pas être étiré en fils, mais peut être laminé en feuilles, de 0^{mm},8. Le procédé de Gùlcher pour la fabrication de filaments d'iridium est indiqué dans les brevets 145456 et 145457. Il est semblable aux autres procédés indiqués et consiste en un mélange d'iridium sous forme de poudre avec un liant que l'on étire, que l'on sèche et que l'on chauffe jusqu'à ce que le liant soit complètement éliminé et que les particules d'iridium se soient soudées les unes aux autres. La lampe à l'iridium ne peut être établie que pour de faibles voltages. Son emploi est indiqué avec des accumulateurs, et c'est dans ce but que la fabrique d'accumulateurs Gùlcher l'a adoptée. Des lampes, établies pour 24 volts,

ont présenté des consommations spécifiques comprises entre 1 et 1,5 watt par bougie.

L'auteur termine en décrivant les propriétés des lampes osmin et osram dont il a déjà été question.

E. B.

MESURES

Sur la mesure de l'induction magnétique au moyen de la méthode balistique. — A.-H. Taylor. — *The Electrician*, 5 octobre 1906.

L'auteur a étudié les limites d'emploi de la méthode balistique employée pour l'étude de l'induction magnétique. Souvent on obtient des résultats différents en appliquant la méthode des inversions et la méthode du tracé point par point, et l'on attribue ce fait à une propriété particulière du métal étudié. Mais l'auteur a trouvé que cette différence est due au fait que, dans certaines portions du cycle où la perméabilité est élevée et la self-induction du circuit primaire importante, la constante de temps du circuit primaire est telle que le courant dans le circuit et, par suite, l'intensité de champ, n'ont pas encore atteint leur valeur maxima quand l'élongation du galvanomètre s'est produite. La constante de temps du circuit peut avoir une valeur très élevée quand la résistance du circuit est faible.

On peut remédier partiellement à ce fait en augmentant la période d'oscillations du galvanomètre. Toutefois, la méthode du tracé point par point peut être modifiée de façon à prévenir ces erreurs et à les éliminer à peu près, même avec un galvanomètre à courte période d'oscillations. La disposition est à peu près la même qu'avec la méthode ordinaire. La bobine secondaire de l'anneau à étudier est reliée en série avec le galvanomètre G, une résistance suffisamment élevée H et un interrupteur S₁ (fig. 1). Une bobine

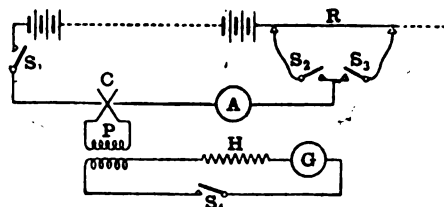


Fig. 1.

d'amortissement et un commutateur, non figurés

sur le schéma, sont intercalés dans le circuit. La bobine primaire P est connectée à un ampèremètre et une batterie d'accumulateurs par l'intermédiaire d'un commutateur C et d'un interrupteur S_1 . Les interrupteurs S_2 et S_3 permettent de mettre en circuit une plus ou moins grande longueur du fil résistant R. On peut, si l'on veut, laisser toujours l'un de ces deux interrupteurs fermé pour ne pas couper le courant.

Pour prédéterminer des points de la branche supérieure de la courbe d'hystérésis, depuis le point de saturation jusqu'au point correspondant au champ zéro, on opère de la façon suivante. S_1 est fermé et S_2 est relié à un point du fil R tel que le courant dans la puissance suffise pour produire un champ de saturation. Dans un cas cité par l'auteur, le courant avait une intensité de 5 ampères et le flux une valeur de 100 dynes, ce qui suffit, dans la plupart des cas, à produire la saturation. Ensuite on ferme S_3 et on effectue la connexion sur un point de R tel que, quand S_2 est ouvert, le courant tombe à la valeur voulue. On ferme alors S_1 et le galvanomètre est mis en circuit avec la bobine d'amortissement. Finalement, on ouvre l'interrupteur S_1 , on observe la déviation produite par la variation d'induction quand on passe d'un point quelconque à un autre.

On répète les observations aussi souvent que c'est nécessaire, le cycle d'opérations étant le suivant : on ouvre S_1 , on ferme S_1 , on ferme S_2 , on ferme et on règle sur le rhéostat S_3 , on ouvre S_2 et on ouvre S_1 . Même s'il y a de la viscosité magnétique, il ne peut se produire d'erreur cumulative avec cette méthode comme avec la méthode ordinaire du tracé point par point.

Pour le reste du cycle, depuis le point zéro jusqu'au point de saturation, la variation d'induction est observée depuis le champ zéro jusqu'à une valeur quelconque du champ. Cela exige un cycle un peu plus compliqué d'opérations, puisque le fer doit être ramené en arrière au premier point, au point de saturation supérieure. S_3 est réglé sur le rhéostat pour le courant correspondant à l'intensité de champ que l'on désire obtenir. On ouvre alors S_1 , on inverse C, on ferme S_2 , on ferme et on règle S_3 , on ouvre S_2 , on ouvre T_1 , on inverse C, on ferme S_1 et on ferme S_1 , puis on observe la déviation du galvanomètre.

L'auteur a étudié, avec cette méthode, les propriétés du fer électrolytique.

R. R.

Nouveau galvanomètre à courant alternatif. — W. S. Franklin et L. Freudenberger. — *Electrical World*, 13 octobre 1906.

L'appareil réalisé par les auteurs est essentiellement une modification du galvanomètre astatique de Kelvin permettant son emploi sur courant continu ou sur courant alternatif. D'après les résultats d'expériences poursuivies depuis six mois, on a trouvé que la sensibilité varie de $1/3$ à $1/10$ de celle de l'appareil astatique ordinaire de Kelvin. Comme dans ce dernier, une grande sensibilité est obtenue par l'emploi d'enroulements propres pour les bobines du galvanomètre. Le galvanomètre à courant alternatif, ayant une résistance de 950 ohms, présente une sensibilité de 10^{-9} ampères par millimètre de déviation à un mètre.

Le galvanomètre consiste en deux petits aimants d'acier doux et un miroir fixé à une mince tige de bois et suspendu par un fil de soie ou de quartz au centre des deux bobines du galvanomètre : le courant à mesurer passe dans celles-ci. Les aimants sont inclinés de 45 degrés sur l'axe de suspension. Le système magnétique, formant un tout, est suspendu dans un champ vertical uniforme produit par deux bobines de Helmholtz entourant le galvanomètre lui-même. Le courant qui produit le champ vertical est pris à la même source que le courant à mesurer.

Un système d'aiguilles parfaitement astatique suspendu dans un champ parfaitement vertical est en équilibre indifférent dans toutes les directions. En inclinant un peu les bobines de Helmholtz, on peut donner au système mobile une légère tendance directrice. Le champ vertical et le courant dans les bobines du galvanomètre changeant simultanément de sens, la déviation conserve la même direction.

R. R.

ERRATA

N° 45, 10 nov., p. 207. Remarque (1). — Lire : Cependant il existe à notre connaissance des expériences du même ordre où la sensibilité fut reconnue n'être pas la même pour la pointe anode ou cathode, la pointe anode donnant toujours de bien meilleurs résultats.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France. Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées — ÉRIC GERARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

L'ARC MÉTALLIQUE

Des expériences comparatives, faites en Allemagne sur le rendement lumineux de différentes sources usuellement employées pour l'éclairage, ont donné les résultats que résume le tableau I.

TABEAU I

	WATTS PAR BOUGIE		RENDEMENT	
Pétrole.	0,113	10^{-6}	0,029	10^{-2}
Alcool.	0,00092	10^{-6}	0,0068	10^{-2}
Gaz (bec Auer).	0,00183	10^{-6}	0,018	10^{-2}
Filaments de carbone.	0,083	10^{-6}	0,2	10^{-2} à 0,48 10^{-2}
Lampes à osmium.	0,077	10^{-6}	0,85	10^{-2}
Lampes Nernst.	0,127	10^{-6}	0,3	10^{-2} à 0,34 10^{-2}
Arc au carbone.	0,0215 à 0,0047	10^{-6}	»	

En admettant un prix de 0 fr. 50 par kilowatt-heure, on est conduit aux chiffres suivants :

TABLEAU II

	INTENSITÉ LUMINEUSE		CONSOMMATION PAR HEURE	CHALEUR DÉGAGÉE par heure.	QUOTIENT DE LA CHALEUR DÉGAGÉE par le nombre des bougies sphériques.	DÉPENSES PAR HEURE	DÉPENSES EN CRAMES par heure
	Bougies horizontales normales.	Bougies sphériques normales.					
Pétrole.	14,8	13,2	43,6	480	36,49	1,09	0,103
Alcool.	65,3	42,9	129,9 m	698	16,3	3,78	0,110
Gaz (bec Auer).	73,8	52,3	112,3 l	573	11,0	1,39	0,034
Filaments de carbone.	43,8	34,6	104 w	89,8	2,6	4,16	0,15
	18,3	12,8	59 w	57,0	3,99	2,36	0,225
Lampes à osmium.	42,3	31,4	48,7 w	42,1	1,34	1,95	0,078
Lampes Nernst.	184,0	113,0	219 w	184	1,63	8,52	0,094
Arc au carbone.	"	400,0	440 w	380	0,95	17,6	0,0118
Arc Bremer.	"	1 880,0	440 w	380	0,202	17,6	0,0118

D'après les chiffres qui précèdent, on voit immédiatement que :

1° La plus grande puissance lumineuse sphérique est obtenue avec l'arc à flamme de Bremer (cela est dû principalement à la luminescence des sels métalliques dont sont saturés les charbons Bremer). Cet arc est nommé arc à flamme par opposition avec l'arc ordinaire à cratère de carbone. La couleur de l'arc est variable et la formation de scories sur les charbons rend la lumière Bremer insupportable ;

2° Les pertes d'énergie sous forme de chaleur sont maxima dans les lampes à alcool et à pétrole ;

3° Les pertes d'énergie sous forme de chaleur atteignent leur minimum dans l'arc au carbone et l'arc Bremer ;

4° La dépense par heure est minima avec l'arc au carbone.

Tous ces résultats conduisent à cette conclusion que l'arc au carbone est la source lumineuse la plus économique. Or, même dans l'arc au carbone employé comme source lumineuse, il y a une perte considérable d'énergie sous forme de chaleur comme le montre le simple calcul suivant. Dans notre source lumineuse ordinaire, 95 % de l'énergie dépensée sont absorbés par la production de radiations dont la longueur d'ondes est supérieure à 0,81 μ , c'est-à-dire qui n'affectent pas notre œil. Ces 95 % peuvent être considérés comme entièrement perdus au point de vue de la production de lumière.

La torche à résine employée par les sauvages donne un rendement d'environ 3 à 4 %, tandis que l'arc au carbone ne donne pas plus du double comme rendement. La machine à vapeur, nécessaire pour la production de l'énergie électrique, a un rendement maximum de 10 %. Le rendement de la dynamo génératrice est de 90 % : il ne reste donc plus que 9 % de l'énergie dépensée. Si l'on admet une perte de 10 % dans les conducteurs, il ne reste plus, aux bornes de la lampe, que 8 % de l'énergie dépensée. De cette fraction, 90 % sont perdus sous forme de chaleur et 10 % seulement servent à la production de lumière. Le rendement final de notre meilleure source lumineuse, l'arc au carbone, est 0,0081 ou inférieur à 1 % de la totalité de l'énergie dépensée.

On voit qu'il y a de la place pour des perfectionnements importants dans le domaine de la production de lumière artificielle. Évidemment, on ne pourra jamais atteindre le rendement de l'émission lumineuse de certains insectes (vers luisants), qui produisent seulement

des vibrations de l'éther comprises entre $0,81 \mu$ et $0,360 \mu$. Mais l'époque semble venue d'utiliser la luminescence des métaux ou des oxydes métalliques. Le principe qui consiste à combiner l'incandescence du carbone avec la luminescence de certains oxydes métalliques donne lieu à la réalisation des arcs dits arcs à flamme, du genre Bremer. Les charbons imprégnés sont bien supérieurs aux charbons ordinaires au point de vue du rendement et de la distribution de lumière. Mais la durée des crayons est très courte. En outre, les scories formées pendant la combustion sont très gênantes.

L'Arc lumineux entre charbons imprégnés. — En introduisant dans les charbons, des électrodes ayant une grande puissance de radiation lumineuse (électrolytes) telles que des éléments du groupe du calcium, l'arc au carbone lui-même est rendu très lumineux et devient la principale source de lumière, au lieu que ce soit l'extrémité du charbon positif (cratère) comme dans les lampes à arc ordinaires. Les gaz chauds produits par la volatilisation des sels dans le charbon présentent une résistance moindre que l'air pour le passage du courant, et la longueur de l'arc peut être plus grande. La lumière ainsi produite est, avec les sels de calcium, d'une teinte jaune d'or très différente de la couleur de la lumière de l'arc ordinaire et des lampes à incandescence. Cette couleur jaune est favorable pour l'éclairage extérieur.

Au point de vue du rendement, ces arcs sont remarquables. Les mesures comparatives faites par les « Electric Testing Laboratories » sur une lampe à arc à flamme produisant de la lumière jaune et sur une lampe à arc en vase clos ont donné les résultats suivants :

	Arc à flamme.	En vase clos.
Ampères moyens.	8	5,1
Volts moyens à l'arc.	45	81
Watts moyens à l'arc.	360	413
Bougies sphériques moyennes.	1 020	232
Bougies hémisphériques inférieures moyennes.	1 560	260
Watts par bougie sphérique moyenne.	0,353	1,78
Watts par bougie horizontale moyenne.	0,265	1,59

Au point de vue de la production actuelle de lumière, l'arc à flamme est donc pratiquement cinq fois plus économique que l'arc en vase clos. Les lampes essayées étaient alimentées par du courant continu, et étaient munies de globes opalins de même épaisseur.

Les deux courbes relatives à ces expériences sont comparées sur la figure 1 : elles se rapportent toutes deux à des plans verticaux, l'un passant par le charbon et l'autre perpendiculaire au précédent. La courbe ponctuée de faible surface représente le flux lumineux d'un arc en vase clos (d'après E.-L. Elliott).

Il est impossible en pratique d'accroître au delà de 6 % la proportion des sels additionnels au moyen desquels on imprègne le charbon, car, au delà de cette limite, la lumière n'est pas fixe.

M. Mehlke, dans le *Zeitschrift für Beleuchtung* du 10 mars 1906, indique la possibilité d'augmenter la proportion des substances additionnelles et d'améliorer ainsi le rendement en employant des substances différentes pour les charbons d'un arc à courant continu. Pour le charbon positif, les métaux employés sont ceux qui forment des bases, tels que le calcium, le magnésium, le baryum ; pour le charbon négatif, les métaux employés sont ceux qui forment des acides, tels que le tungstène, le chrome : il est avantageux d'ajouter au charbon positif du spath fluor et du magnésium, et au charbon négatif de l'acide tungstique et du fluorure de chrome.

La courte durée des charbons imprégnés, la formation de scories, et la distribution relativement mauvaise de la lumière sont les inconvénients des charbons imprégnés. 16 % seulement de la lumière totale produite sont compris dans les régions entre 0° et 20° au-dessous de l'horizontale, région très utile pour l'éclairage des rues.

Les courbes de la figure 2 indiquent les distributions comparatives de la lumière pro-

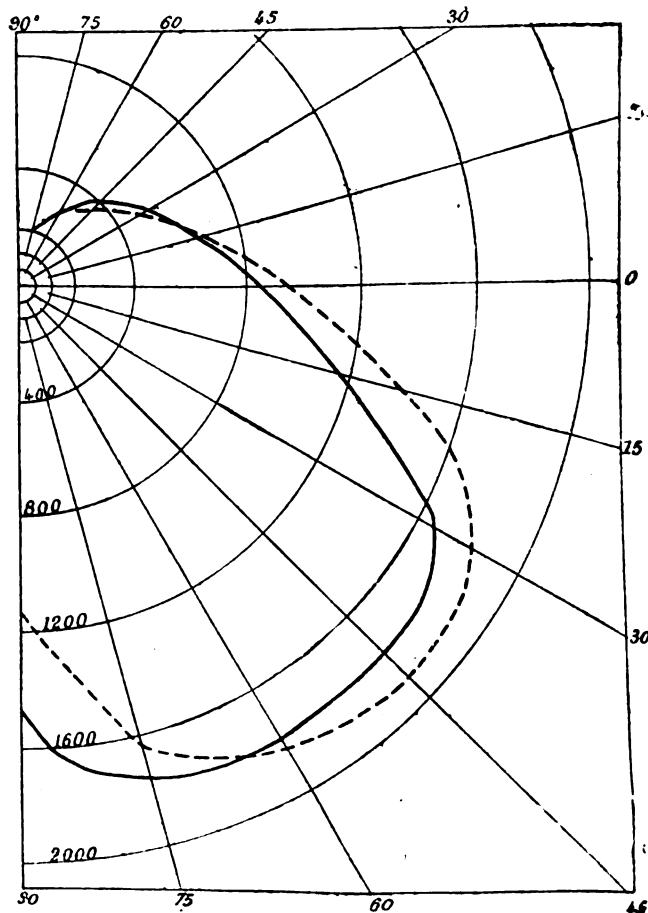


Fig. 1. — Courbes de l'arc lumineux et de l'arc en vase clos.

duite par différentes sources lumineuses, et ont été publiées par le Pr Drehschmidt, de Berlin. Les mesures ont été faites au moyen d'un dispositif dû à Schmith et Haensch, employant un miroir fixé à un parallélogramme articulé, au moyen duquel la lumière faisant un angle quelconque est renvoyée horizontalement pour la mesure photométrique. Pour permettre la comparaison, l'intensité horizontale a été prise égale à 100 hefners pour chaque source.

Parmi les différentes courbes, la courbe V se rapporte à la lampe Auer ordinaire, O à la lampe à osmium, N à la lampe Nernst, A à l'arc électrique, I à la lampe à incandescence à filament de carbone, F à l'arc à flamme et G à un brûleur à gaz renversé.

En étudiant ces courbes, le Pr Drehschmidt indique que les sources I, O et N (avec tige de magnésium verticale) envoient à peu près autant de lumière vers le haut que vers le bas, que l'arc à flamme F envoie toute la lumière vers le bas et donne un faible éclairement latéral, et que l'arc électrique A est le meilleur à 30° environ au-dessous de l'horizontale, mais donne un faible éclairement au voisinage immédiat de celle-ci.

Le chercheur le plus scientifique dans le domaine des charbons imprégnés est sans aucun doute M. Blondel. Quelques-uns des résultats obtenus par ce savant sont indiqués dans les transactions du Congrès international de Saint-Louis 1904 (V. VII, section F).

Les substances ajoutées aux charbons sont du phosphate de chaux (10 %), et aussi des oxydes, chlorures et fluorures de chaux, du magnésium, de l'aluminate de chaux. M. Blondel minéralise l'âme et l'enveloppe d'un cylindre de carbone pur. Comme Bremer, il emploie de préférence du fluorure de calcium. Il ajoute aussi différents sels comme régulateurs. Il considère une minéralisation de 20 à 30 % et préfère concentrer la minéralisation dans l'anode qu'il place à la partie inférieure.

Lindeman a signalé aussi qu'il y a lieu d'employer comme positive l'électrode imprégnée et de la placer à la partie inférieure.

D'après W.-H. Patchel (Londres : Times Engineering Supplement), les chiffres suivants don-

nent une comparaison entre les différents types de lampes pour la même puissance lumineuse par heure avec du courant à 4,06 cents⁽¹⁾ l'unité : Oriflamme (350 watts) 0,812 cent ; Weinert (350 watts) 1,12 cent ; Excello (470 watts) 1,16 cent ; Santoni (420 watts) 1,42 cent ; lampe à carbone de 1000 watts 2,03 cents ; arc à l'air libre (500 watts) 3,04 cents ; arc Evelina (500 watts) 4,16 cents ; arc en vase clos 6,07 cents.

L'addition de sels volatils aux électrodes de charbon a pour effet d'allonger l'arc et de permettre l'emploi d'une différence de potentiel plus élevée. D'après L.-F. Tufts (Physical Review, XXII. 4. p. 273), la lumière émise par une flamme varie dans le même sens que la conductibilité du gaz qui la compose. D'après F. Nutting (Bulletin of Bureau of Standards), les sels introduits dans l'arc semblent abaisser sa température (par exemple on a trouvé une différence de 170° entre les températures d'un arc jaillissant entre des charbons à âme ou entre des charbons homogènes). Le même auteur indique que les intensités relatives de deux spectres primaires d'un mélange de gaz dépendent du poids atomique des gaz. Les autres conditions restant les mêmes, dans le spectre d'un mélange de gaz, le spectre du gaz qui a le plus grand poids atomique prédomine.

On peut tirer de ces différents faits et observations quelques conclusions théoriques.

Il semble évident que, dans les arcs à charbons imprégnés, on a affaire à des effets photo-électriques combinés avec l'absorption de rayons ultraviolets du spectre. D'après J.-J. Thomson (conduction de l'électricité dans les gaz, Cambridge Review Press, 1903), les éléments ayant le plus grand volume atomique : caesium, rubidium ; potassium, sodium ; azote ; lithium sont les plus électropositifs. La conductibilité communiquée par ces métaux ou par

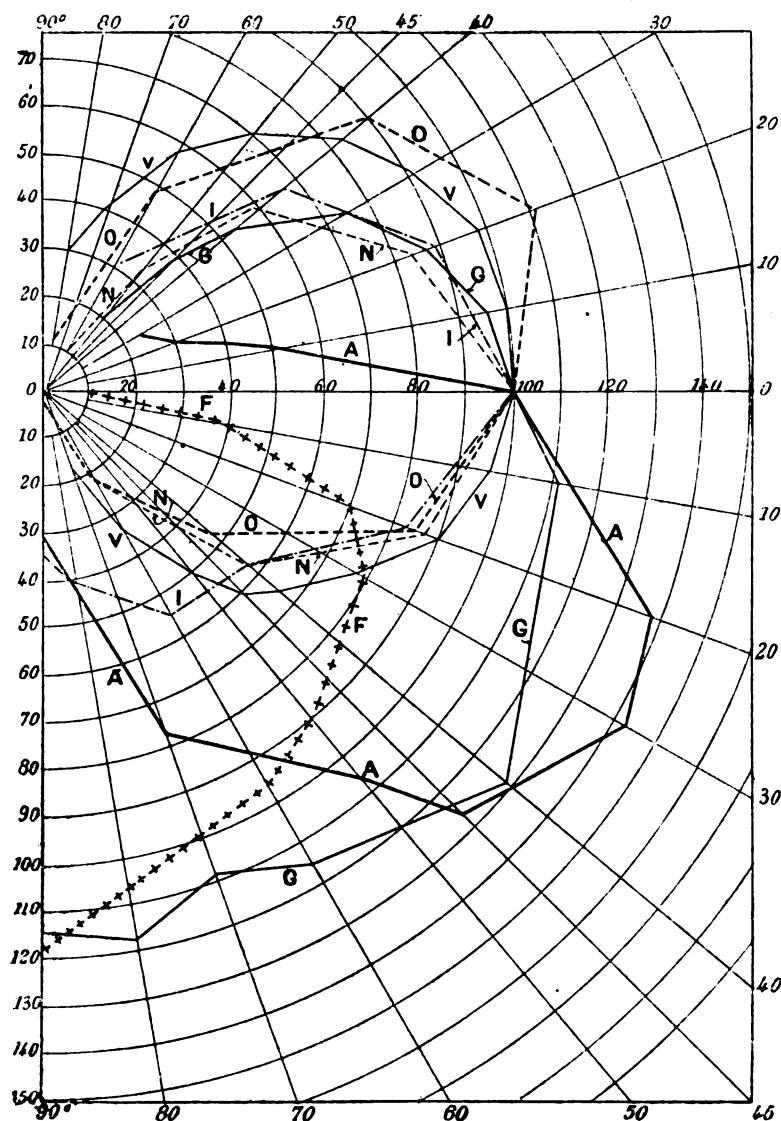


Fig. 2. — Distribution de la lumière pour différentes sources lumineuses.

(¹) Le cent vaut 0-fr. 05.

leurs sels dans les mêmes conditions de température, de différence de potentiel et de concentration, est directement proportionnelle à leur poids atomique. Les sels de caesium communiquent à la flamme la plus grande conductibilité ; ensuite viennent les sels de rubidium, potassium, sodium, lithium et hydrogène.

Le tableau III indique les conductibilités de ces corps, préparés par H. Wilson.

TABLEAU III
Conductibilité des sels de rubidium, potassium, sodium, lithium et hydrogène.

Différence de potentiel.. . . .	CHLORURES			NITRATES		
	5,60	0,795	0,237	5,60	0,795	0,237
	COURANT			COURANT		
Caesium.	12,3	60,5	22,2	303	115	36
Rubidium.	41,4	26,4	11,3	213	82,4	25,9
Potassium.	21,0	13,4	5,75	68,4	69,3	9,35
Sodium.	3,49	2,45	1,15	3,88	2,67	1,32
Lithium.	1,29	0,57	0,41	1,47	0,99	0,53
Hydrogène.	0,75	»	0,27	»	»	»

Istein et Sertel ont trouvé que les métaux les plus électropositifs perdent des charges négatives, même quand ils sont exposés à la lumière ordinaire du jour (en absorbant des rayons ultraviolets). D'après ces recherches, les métaux ont été classés dans l'ordre de la série de Volta pour exprimer leur sensibilité respective aux effets photo-électriques. L'effet de l'absorption de rayons ultraviolets est exprimé dans le degré de dispersion de l'électricité négative par les surfaces de sodium, de potassium et de rubidium dans la lumière blanche.

La vitesse de dispersion de l'électricité négative est de 21,0 pour le sodium, 53,1 pour le potassium et 537 pour le rubidium.

La lumière du soleil est relativement pauvre en rayons ultraviolets : en traversant l'atmosphère, la lumière du soleil perd une portion considérable de ses rayons ultraviolets.

La lumière de l'arc étant riche en rayons ultraviolets produit naturellement un effet photo-électrique beaucoup plus puissant sur les corps électropositifs.

D'après Arrhenius, tous les sels d'un même métal communiquent la même conductibilité à la flamme. D'après le même auteur, tous les sels sont convertis en hydroxydes dans la flamme, de sorte que, quel que soit le sel employé, il se transforme toujours en un même sel dans la flamme. Cela ne concorde pas avec nos expériences, d'après lesquelles par exemple des flammes de fluorure de potassium sont deux fois plus efficaces que celles de nitrate de sodium. Les sels maintiennent l'arc en l'enrichissant d'ions négatifs à une température relativement basse.

L'arc voltaïque est une portion du circuit électrique et possède toutes les propriétés des autres parties du circuit électrique. Les choses se passent exactement comme si les électrodes étaient reliées par un corps solide de faible section. La lumière émise par le corps est due à l'échauffement d'un corps résistant interposé dans un circuit.

La nature vraie de l'arc apparaît quand on l'étudie dans le vide. Le tableau suivant indique les propriétés des différentes électrodes dans le vide, quand l'anode est en graphite (d'après Child).

MÉTAL	CHUTE DE POTENTIEL	POINT DE FUSION DANS LE SYSTÈME D'UNITÉS C. G. S. d'Everett.
Platine.	L'arc ne peut être main- tenu quand ces mé- taux sont employés comme cathode.	1 775 degrés
Fer.		1 600 —
Nickel.		1 450 —
Cuivre.		1 054 —
Argent.		954 —
Aluminium.. . . .	19	600 —
Antimoine.	8	472 —
Zinc.	9	412 —
Plomb.	8	326 —
Cadmium.	7	315 —
Bismuth.	6	260 —
Étain.	8	230 —

Le courant avait une intensité de 10 ampères ; la différence de potentiel agissant dans le circuit était de 100 volts ; la distance entre électrodes était de 2 millimètres. Dans tous les cas, la chute totale de potentiel dans l'arc était à peu près de six volts plus élevée que la chute de potentiel à la cathode. A cette liste on peut ajouter le sodium, le potassium et le mercure. Le Dr Weintraub indique, pour la somme des chutes de tension à la cathode et à l'anode pour ces métaux, les chiffres de 8,8 et 7,5 ; leurs points de fusion sont 96°, 62° et — 40°. En général, *plus est élevé le point de fusion, plus est grande la chute de potentiel à la cathode* nécessaire pour maintenir l'arc. La principale exception à cette règle est présentée par l'étain, mais la conductibilité calorifique de l'étain est plus grande que celle des autres métaux et il est très probable que, pour cette raison, l'étain exige une plus grande dépense d'énergie pour se maintenir à l'état liquide. Si cela est exact, *la chute de potentiel à la cathode est fonction des deux grandeurs : du point de fusion et de la conductibilité calorifique du métal.*

Des mesures de la chute de potentiel avec ces métaux furent faites à des pressions croissantes de gaz obtenues par l'introduction d'air dans le tube. On trouva qu'avec la plus haute pression, tous ces métaux peuvent être employés comme cathode. On constata aussi que, dans tous les cas, la chute de potentiel dans l'arc croît avec la pression de gaz. Les séries de lectures pour ces différences de potentiel avec du plomb employé comme cathode sont résumées par le tableau suivant (Child : Physical Review, XX. 6. 373). Les lectures faites sur d'autres métaux sont tout à fait semblables à celles-ci.

Pression de gaz.	0,4	2	6	20	60	200	400	550	730
Différence de potentiel dans l'arc.	14	15	16	17	19	22	30	30	32

Il semble évident que le phénomène d'oxydation joue un rôle important dans l'arc, comme je l'ai indiqué depuis longtemps et comme je l'expliquerai plus complètement dans ce qui suit. Le point de fusion semble avoir une grande importance.

Il est facile de voir comment une combinaison chimique peut servir à diminuer la différence de potentiel entre les électrodes de l'arc. La chaleur développée par l'oxydation des électrodes tend à maintenir l'extrémité de celles-ci à l'état d'incandescence, de sorte que le champ électrique n'a pas à fournir la totalité de l'énergie nécessaire pour cela. C'est là la

raison pour laquelle on ne peut pas maintenir un arc dans le vide entre métaux ayant une température de fusion supérieure à celle de l'aluminium et par suite une température élevée de vaporisation. La différence qui existe entre une étincelle électrique d'une part et un arc électrique d'autre part réside dans la relation entre la tension et le courant. Dans le cas de l'étincelle, l'intensité du courant est une fraction de milliampère. Dans le cas de l'arc, la différence de potentiel est beaucoup plus faible que dans le cas de l'étincelle, tandis que l'intensité de courant est beaucoup plus grande. Il faut plusieurs centaines de volts pour obtenir une décharge par étincelles. La température produite par une tension élevée est elle-même élevée, et le spectre résultant est moins complexe que celui obtenu à basse tension. La relation entre la différence de potentiel entre électrodes métalliques, la longueur de l'arc et le courant peut être exprimée par la formule de Frœlich :

$$V = M + NL \quad (\text{E. T. Z. 1883. IV. p. 150})$$

où M et N sont des constantes, c'est-à-dire sont indépendantes de L.

La valeur de M est d'autant plus grande que la température de vaporisation du métal est plus élevée. Les chiffres indiqués par Lang sont les suivants :

C	Pt	Fe	Ni	Cu	Ag	Zn	Cd	Hg
35	27,4	25	26,18	23,86	15,23	19,80	10,26	12,8

D'après Weintraub (Phil. Magazine), pour qu'un arc puisse jaillir entre deux électrodes de mercure placées dans un tube vide d'air et soumises à une différence de potentiel modérée (quelques centaines de volts), il faut que la cathode ait été préalablement rendue active et, d'après la théorie ionique, on peut interpréter ce résultat en supposant qu'un *phénomène d'ionisation doit être produit à la surface de la cathode pour permettre le passage de l'arc à travers les vapeurs métalliques*. Contrairement à ce qui se produit dans l'arc au carbone, la différence de potentiel varie dans le même sens que le courant. Sur le trajet de l'arc, il faut distinguer entre deux sortes de vapeur de mercure, la vapeur ionisée conductrice et la vapeur ordinaire produite par la vaporisation superflue du métal. Cette dernière portion de vapeur de mercure empêche le mouvement des particules ionisées et, par suite, augmente la résistance du circuit de l'arc. *L'émission de lumière n'est pas intimement liée avec la conductibilité, mais est une fonction de la température de l'arc.*

Production d'ions par la cathode. — On doit supposer que le *phénomène d'ionisation exige, pour être stable, une certaine intensité de courant pour chaque différence de potentiel*, et cesse quand l'intensité du courant s'abaisse au-dessous d'une certaine limite. On est conduit tout naturellement à supposer que *la cathode est l'électrode à laquelle se produit la première génération d'ions*.

Le point de fusion des métaux jouant un rôle aussi important dans l'arc, il y a lieu de classer ceux-ci d'après leur point de fusion. Cette classification est indiquée par le tableau IV.

Grove a indiqué en 1846 que différents métaux produisent des arcs de différentes intensités lumineuses. Il classait les métaux d'une façon correspondante en séries dans lesquelles chaque métal produit un arc plus brillant que le métal suivant : cette série était la suivante :

K, Na, Zn, Hg, Fe, Sn, Cu, Ag, Au, Pt.

Sauf l'argent et l'or, cette classification est la même que la classification d'après le point de fusion.

La lumière émise par l'arc étant intimement liée au spectre du corps constituant les électrodes, nous dirons quelques mots sur la spectroscopie.

TABLEAU IV
Point de fusion des différents métaux.

	POINT de FUSION	POIDS SPÉCIFIQUE	VOLUME ATOMIQUE	POIDS ATOMIQUE	CONDUCT. ÉLECTR.	CHALEUR LATENTE de fusion.	CHALEUR D'OXYDATION	CHALEUR LATENTE de vaporisation.
Carbone.	2 500	2,1	6	12	»	»	»	»
Titanium.	2 500	5,1	9,4	48	»	»	»	»
Osmium.	2 500	22,5	8,6	22,5	»	»	»	»
Vanadium.	2 000	5,5	9,2	51	»	»	»	»
Chrome.	2 000	5,5	8,0	52	»	»	»	»
Ruthénium.	2 000	12,2	8,4	103	»	»	»	»
Iridium.	2 000	22,4	8,6	193	»	»	»	»
Rhodium.	1 900	12,1	8,6	104	»	»	»	»
Platine.	1 775	21,5	9,7	196	9,33 10 ⁴	27,18 cal.	»	»
Manganèse.	1 500	7,5	7,3	55	»	»	»	»
Zirconium.	1 500	4,1	22	90	»	»	»	»
Palladium.	1 500	11,4	8,3	106	»	»	»	»
Tungstène.	1 500	19,1	9,6	184	»	»	»	»
Fer.	1 400	7,8	7,2	56	8,36 10 ⁴	33 cal.	1 352,6	»
Cobalt.	1 400	8,6	6,8	58,5	»	»	»	»
Nickel.	1 300	8,7	6,8	59	850 10 ⁴	»	»	»
Bore.	1 300	2,5	4,4	11	»	»	»	»
Silicium.	1 200	2,3	12	28	»	»	»	»
Cuivre.	1 054	8,8	7,2	63	60,3 à 61,7	»	»	»
Or.	1 045	19,3	10	198	47,07 à 49,12	»	»	»
Argent.	950	10,5	10	108	60,39 à 65,64	27,07 cal.	27,31	»
Beryllium.	900	1,64	12	9	»	»	»	»
Germanium.	900	5,47	13	72	»	»	»	»
Uranium.	900	18,7	13	240	»	»	»	»
Calcium.	800	1,6	25	40	»	»	»	»
Didymium.	800	6,5	22	142	»	»	»	»
Cerium.	700	6,6	21	140	»	»	»	»
Aluminium.	600	2,6	11	27	38,86	»	»	»
Strontium.	600	2,5	35	87	»	»	»	»
Lanthanum.	600	6,1	23	138	»	»	»	»
Magnésium.	500	1,78	14	24	»	»	»	6 077,5
Arsenic.	500	5,7	13	75	»	»	»	»
Tellure.	455	6,4	»	126	»	»	»	»
Zinc.	433	7,1	20	65	»	28,12 cal.	»	»
Antimoine.	432	6	18	120	»	5,858 cal.	»	243
Plomb.	326	11,3	18	206	»	»	»	»
Cadmium.	320	8,6	13	112	»	13,6 cal.	»	»
Thalium.	294	11,8	17	204	»	»	»	109,5
Bismuth.	268	9,8	21	208	»	12,393 cal.	»	95,5
Étain.	230	7,2	11	118	»	13,313 cal.	»	573,6
Sélénium.	217	4,8	16	79	»	»	»	»
Lithium.	180	0,59	12	7	»	»	»	»
Soufre.	114	2,07	15	32	»	»	»	»
Iode.	114	4,09	26	127	»	»	»	»
Sodium.	96	0,98	23	23	»	»	»	3 293
Potassium.	58	0,87	45	39	»	»	»	»
Rubidium.	39	1,5	57	85	»	»	»	»
Caesium.	27	1,88	75	133	»	»	»	»
Mercure.	39	1,36	15	200	»	2,82 cal.	»	105,5

L'hypothèse, de Sir Norman Luckiers, d'une évolution inorganique (Londres, 1900) est basée sur le fait que les spectres des corps sont des fonctions de la température à laquelle est faite l'observation. Quatre échelons distincts de température sont indiqués par les différents spectres des métaux : ce sont, en prenant le fer pour exemple :

- 1° Le spectre de la flamme, consistant en un petit nombre de raies ;
- 2° Le spectre de l'arc, différant du spectre de l'étincelle dans l'augmentation de quelques-unes des raies courtes et dans la réduction de l'éclat relatif des autres ;
- 3° Le spectre de l'arc, consistant en deux mille raies ou plus ;
- 4° Un spectre consistant en un nombre relativement très faible de raies qui sont intensifiées dans l'étincelle.

A la température voisine de celle des étoiles les plus chaudes, on trouve des métaux à l'état dans lequel on les observe quand on emploie la plus puissante étincelle. A une température plus basse, les métaux existent à l'état produit par l'arc électrique. Les modifications semblables dans le spectre de certains éléments, modifications observées en laboratoire sur le soleil et sur les étoiles, sont simplement et suffisamment expliquées par l'hypothèse de la dissociation. L'étude de ces étoiles montre, comme toutes les expériences antérieures, qu'une très haute température amène une simplification ; c'est ce que montre aussi la théorie ionique ou corpusculaire de la matière.

D'après J.-J. Thompson, la conductibilité dans les gaz est due à des particules chargées et provient du mouvement de ces particules dans le champ électrique (J.-J. Thompson, *Electricity and Matter*). La masse d'un véhicule d'une charge négative doit être seulement environ la millième partie de la masse d'un atome d'hydrogène, et est nommée corpuscule. Que ces corpuscules soient produits par des rayons cathodiques, par la lumière ultraviolette, ou par un métal incandescent, et qu'il s'agisse de métal ou de gaz, on a toujours la même espèce de corpuscules.

Le rapport des vitesses de l'ion négatif produit par un métal incandescent dépend énormément de la température ; plus celle-ci est élevée, et plus est grande la vitesse des ions.

Les corpuscules se déplaçant à une grande vitesse dans un gaz rendent celui-ci lumineux. Par conséquent, plus est élevée la température de vaporisation, plus le phénomène d'ionisation sera complet, plus le mouvement des corpuscules sera rapide, plus le spectre sera simple, et plus sera grande la quantité de lumière produite.

L'ionisation se produit à la surface de contact entre le métal et le gaz dans l'arc. Il existe une différence de potentiel entre le métal et le gaz. Pour transporter l'unité d'électricité négative du métal au gaz, il faut un travail équivalent à la différence de potentiel. Plus est grande cette différence de potentiel, moins le métal est électropositif, plus l'énergie dépensée pour la dissociation produisant la lumière doit être grande, et moins le métal est sensible aux effets photo-électriques. Cela explique le fait que les métaux les plus positifs sont les plus sensibles aux effets photoélectriques.

Dans la discussion des propriétés physiques des éléments, nous pouvons étudier ici leurs conductibilités calorifique et électrique comparatives, qui ont un effet marqué sur le phénomène de l'arc.

La conductibilité calorifique du carbone est environ 37 fois plus faible que celle du métal le plus mauvais conducteur au point de vue calorifique, ou, autrement dit, sa résistance calorifique est 37 fois plus grande.

La résistivité électrique du carbone est comprise entre 100 et 1000 ohms. Le tableau V indique les résistivités des métaux, calculées d'après les chiffres de Landolt et Bernstein.

Dans ce tableau, f représente la résistivité du carbone comprise entre 100 et 1000 ohms et Δf la variation de f par degré centigrade entre 0 et 30°.

TABLEAU V
Résistivité des métaux.

MÉTAUX	f	Δf
Aluminium..	0,05	+ 0,0039
Antimoine..	0,5	+ 0,0041
Plomb..	0,22	- 0,0041
Cadmium..	0,07	+ 0,0041
Fer..	0,1-0,12	+ 0,0045
Or..	0,02	+ 0,0032
Cuivre..	0,018-0,019	+ 0,0037
Magnésium..	0,04	+ 0,0039
Nickel..	0,15	+ 0,0037
Platine..	0,12-0,16	+ 0,0024 - + 0,0035
Mercure..	0,95	+ 0,00091
Bismuth..	1,2	+ 0,0037
Zinc..	0,06	+ 0,0042
Étain..	0,10	+ 0,0042
Carbone..	100-1 000	+ 0,0003 - 0,0008
Silicium..	0,016-0,018	+ 0,0034 - + 0,004

La conductibilité électrique des métaux est toujours proportionnelle à la conductibilité calorifique (Wiedman et Franz). Lorenz a trouvé que, dans les métaux entre 0° et 100°, le rapport λ est à peu près constant pour les bons conducteurs. Pour les mauvais conducteurs, ce rapport augmente de valeur quand la conductibilité diminue. Les valeurs moyennes de λ pour différents métaux sont les suivants :

<u>Cu</u>	<u>Zn</u>	<u>Fe</u>	<u>Hg</u>	<u>St</u>
1,6	1,7	1,7	1,8	1,8

L'aptitude des métaux à conduire la chaleur est à peu près la même que leur aptitude à conduire l'électricité. L'ordre des métaux dans ces deux séries est tout à fait identique. De plus, la conductibilité calorifique est tout à fait analogue à la conductibilité électrique. Le tableau VI indique la résistivité thermique de différents corps en calories-grammes c. g. s. et les conductibilités thermiques en unités qui sont l'inverse de la résistance.

Les métaux fondant à une température relativement basse et présentant une grande affinité pour l'oxygène n'entretiennent pas l'arc. Les produits de l'oxydation des métaux sont, dans beaucoup de cas, de mauvais conducteurs de l'électricité ; c'est le cas par exemple pour l'aluminium et le magnésium. Quand ils sont bons conducteurs de la chaleur, les gaz formant l'arc lumineux se refroidissent rapidement. Par suite, *il est beaucoup plus difficile de rallumer un arc métallique éteint qu'un arc au carbone*. La bonne conductibilité calorifique des métaux est particulièrement une cause de trouble dans les arcs à courant alternatif.

L'arc voltaïque est caractérisé par une chute de potentiel considérable entre les électrodes, chute qui montre que la production de l'arc exige une dépense d'énergie considérable. Cette différence de potentiel dépend de la nature des électrodes ainsi que du diamètre et de la longueur de l'arc.

TABLEAU VI

Résistance thermique de différents métaux en calories-grammes, et conductibilité en unités inverses de la résistance.

MÉTAUX	CONDUCTIBILITÉ	RÉSISTIVITÉ
Argent (0°).	1,10	0,91
Cuivre (0 à 30°).	0,92	1,09
Cuivre du commerce.	0,82	1,22
Magnésium.	0,38	2,63
Aluminium (0°).	0,34	2,94
Aluminium (100°).	0,36	2,35
Zinc (15°).	0,30	3,33
Étain (15°).	0,15	6,67
Cadmium (0°).	0,20	5,0
Fer (0°).	0,12	4,76
Fer (100°).	0,16	6,25
Fer (200°).	0,14	7,14
Plomb (0°).	0,084	11,19
Plomb (100°).	0,076	13,16
Antimoine (0°).	0,044	22,75
Mercure (50°).	0,019	52,63
Mercure (100°).	0,024	41,67
Bismuth (20°).	0,018	55,55

D'après Edlund, on a la relation $V = A + bl$, a et b étant des constantes et l la longueur de l'arc. a représente une f. é. m. opposée au passage du courant. Comme l'on sait, la résistance opposée au passage du courant joue un rôle important dans la production de l'arc voltaïque; la chute de potentiel a lieu principalement au passage du courant du charbon positif à l'air dans l'arc au carbone et de l'électrode négative à l'air dans l'arc métallique. Le potentiel reste constant dans des couches gazeuses comprises entre les deux électrodes, même à une distance considérable de l'axe. Cette variation discontinue du potentiel n'existe qu'avec des électrodes au carbone et n'a pas été constituée avec des électrodes métalliques.

V. von Lang (Wied. An. 31, page 384, 1897) a déterminé la tension de différentes électrodes métalliques et l'a exprimée au moyen de la formule de Frœlich. La constante a de cette formule, nommée force contre-électromotrice de l'arc par V. von Lang, représente la tension au-dessous de laquelle l'arc ne peut pas être maintenu. Les résultats sont indiqués par le tableau VII.

TABLEAU VII

MÉTAUX	CONSTANTE a	POINT DE FUSION
Platine.	27,41 — 1,16	1 775
Nickel.	26,18 — 2,95	1 350
Fer.	25,03 — 2,16	1 400
Cuivre.	23,86 — 1,33	1 024
Zinc.	19,86 — 2,27	433
Argent.	15,23 — 0,45	950
Cadmium.	10,28 — 3,28	320

A l'exception de l'argent, la constante a augmente d'une façon directement proportionnelle au point de fusion.

Pour le carbone, qui présente le point de fusion le plus élevé, la constante a est la plus élevée: 40 volts. Le titanium présente une constante a voisine de cette dernière. Guye et Monasch ont trouvé que, quand la longueur de l'arc et le courant de l'arc métallique sont maintenus constants, la différence de potentiel croît comme le poids atomique des métaux. Le tableau VIII indique les chiffres trouvés pour un courant alternatif de 0,04 ampère à 47 périodes par seconde et une longueur d'arc de 5 millimètres de longueur.

TABLEAU VIII

MÉTAL	POIDS ATOMIQUE	DIFFÉR. DE POTENTIEL
C.	12	640
Mg.	24	700
Fe.	55,9	850
Ni.	58,6	850
Cu.	63,2	870
Ag.	107,7	900
Cd.	115,5	725
Pt.	194,3	1 000
Au.	196,7	1 040

Schulz (Diss. Hanovre, 27, XI, p. 25-31) a montré que *les groupes du système périodique possédant les poids atomiques les plus élevés et les points de fusion les plus élevés se distinguent par une chute de tension relativement considérable dans l'arc*, et particulièrement par une résistance élevée de l'anode. Cet auteur indique que, dans un même groupe, la chute de tension dans l'arc décroît quand le poids atomique croît (terres alcalines).

L'arc métallique à l'air libre résultant de l'incandescence due en même temps à la résistance opposée au passage du courant et à des causes chimiques d'oxydation, l'étude de l'arc au mercure dans le vide présente un très grand intérêt.

Weintraub indique que la résistance de l'arc peut être considérée comme inversement proportionnelle au courant. Contrairement à ce qui se produit dans l'arc ordinaire au carbone, la différence de potentiel aux bornes d'un arc au mercure varie dans le même sens que le courant. Il y a trois sortes de vapeur de mercure dans le trajet de l'arc: de la vapeur ionisée et conductrice, de la vapeur non conductrice, mais émettant de la lumière, et enfin de la vapeur ordinaire de mercure non conductrice et non lumineuse.

La constitution de l'anode ne semble pas affecter la nature de l'arc au mercure.

La lumière produite dépend de la température des gaz formant l'arc. A côté de cette conclusion, les chiffres de Child sur la résistance comparative des électrodes métalliques offre un grand intérêt: ces chiffres sont les suivants:

MÉTAL	ZINC	FER	CUivre
Résistance de l'anode (volts).	12	13	11
Résistance de la cathode (volts).	14	15	14

Certains composés possédant une température de vaporisation élevée peuvent être employés comme source de lumière. La première tentative faite dans cette voie a été celle de Jablochkoff dont les bougies ont eu un moment de grande vogue. Nernst a perfectionné ce principe et a établi ainsi le filament bien connu. Comme dans l'arc métallique, la cathode est l'élément actif. Le fait que des corps composés très réfractaires sont des conducteurs de la seconde classe, c'est-à-dire qu'ils ne sont conducteurs qu'à des températures relativement élevées, limite l'emploi de ces corps.

Nous allons récapituler les principales différences entre l'arc au carbone ou arc incandescent, et l'arc métallique et luminescent ou électrolytique, et aussi l'arc à flamme.

Dans l'arc au carbone, la moitié de la lumière est concentrée en un point de l'électrode positive nommé cratère, tandis que l'électrode négative reste plus ou moins passive. L'électrode inférieure cache la portion la plus lumineuse de l'arc et empêche la distribution uniforme de la lumière. Les nouvelles lampes à charbon imprégné ont été établies de façon à éliminer cet effet et emploient des charbons presque parallèles, suivant l'idée de Jablochkoff.

L'arc lumineux n'a pas de cratère prononcé. Tout l'arc est lumineux et émane du charbon négatif inférieur, tandis que le charbon positif supérieur est plus ou moins passif et ne contribue pas à la production de lumière. On peut dire ou bien que le courant est renversé dans l'arc, ou que les ions agissent à l'encontre du courant. L'absence de conducteurs inférieurs assure une meilleure distribution de la lumière. Environ 55 % de la lumière émise sont distribués entre 0° et 20° et environ 20 % au-dessous de l'horizontale. Le rendement de l'arc métallique ou de l'arc électrolytique est beaucoup plus élevé que celui de l'arc au carbone. Les produits d'oxydation du carbone sont gazeux, tandis que ceux de l'arc métallique ou électrolytique sont solides.

(A suivre.)

Isador LADOFF.

EXPOSITION INTERNATIONALE DE MILAN

MATÉRIEL EXPOSÉ PAR LA SOCIÉTÉ BROWN-BOVERI

La Société Tecnomasio italiano Brown-Boveri, filiale de la Société suisse, a installé, à l'Exposition de Milan, un grand nombre de machines électriques fonctionnant sur les stands de plusieurs maisons, et a exposé, en outre, un certain nombre d'appareils intéressants.

Parmi les moteurs en fonctionnement, on pouvait voir un *moteur triphasé* de 200 chevaux, à 3 600 volts, 42 périodes, 252 tours par minute, entraînant directement une transmission par l'intermédiaire d'un accouplement fixe. L'induit de ce moteur est bobiné et est fermé sur des résistances. L'installation de ce moteur, faite au stand Pictet pour la fabrication de l'air liquide, est complétée par un tableau portant un disjoncteur automatique à action différée. Cet interrupteur est combiné avec trois rhéostats liquides mis en circuit à l'ouverture et à la fermeture des enroulements du stator.

Les autres *machines triphasées* en fonctionnement comprennent un moteur de 25 chevaux, 160 volts, 42 périodes, 840 tours avec trois paliers, induit bobiné, rhéostat et tableau ; un moteur de 20 chevaux à 160 volts, 42 périodes, 630 tours avec trois paliers, induit bobiné, rhéostat et tableau, un moteur de 30 chevaux, 160 volts, 42 périodes, 504 tours avec induit

bobiné, un moteur de 11 chevaux à 160 volts, 42 périodes, 1260 tours à induit bobiné; sept moteurs de 3 chevaux à 160 volts, 42 périodes, 1260 tours par minute, avec induit en court-circuit.

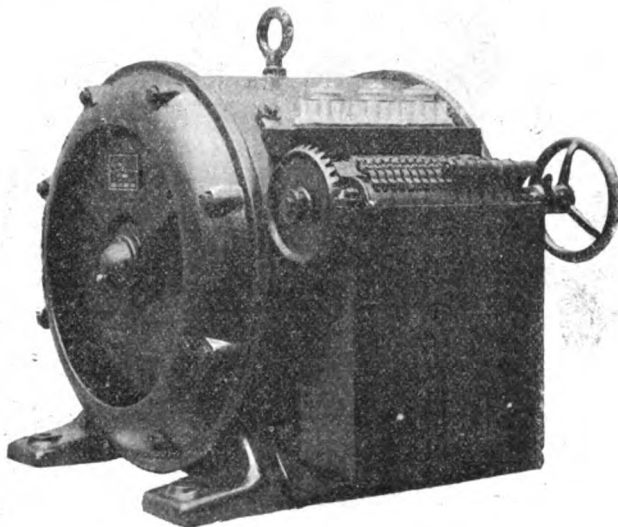


Fig. 1. — Moteur triphasé pour filatures.

Un type différent de *moteur triphasé* établi pour la commande des machines de filature est représenté par la figure 1. Ces machines sont hermétiquement fermées et les différentes vitesses nécessaires sont obtenues par la rotation d'un volant qui commande un rhéostat accolé

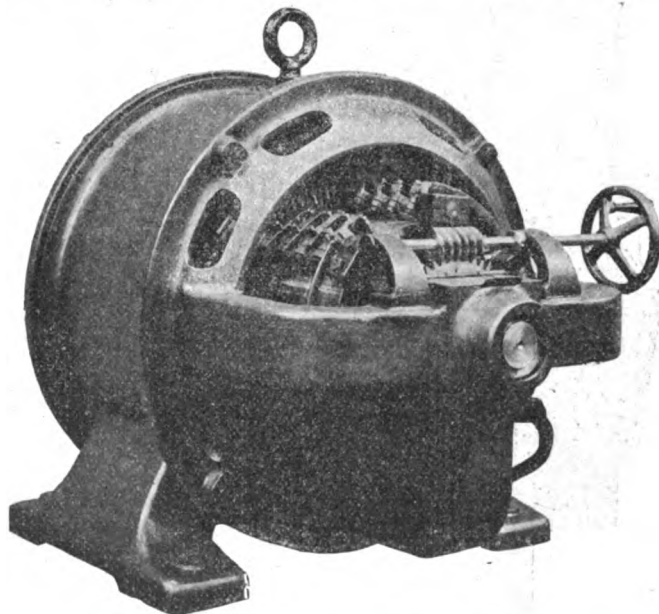


Fig. 2. — Moteur monophasé de 10 chevaux.

au moteur. Outre le rhéostat de réglage, ce volant commande l'interrupteur et le mécanisme pour le soulèvement des balais et la mise en court-circuit des bagues du rotor.

La partie supérieure du coffre protégeant le rhéostat a été enlevée sur le moteur de la

figure 1, et l'on voit nettement le mécanisme de commande du rhéostat, qui est intercalé sur

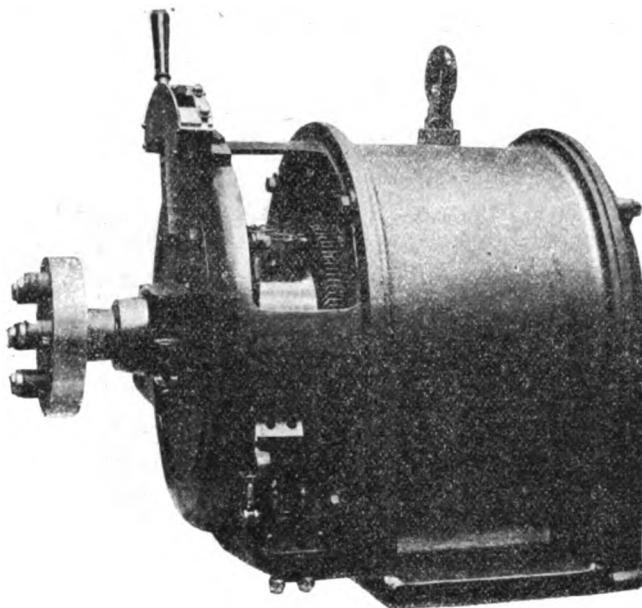


Fig. 3. — Moteur monophasé système Déri à vitesse variable.

le rotor. Tout l'ensemble est absolument hermétique : des canaux de ventilation spéciaux aboutissent à des ouvertures pratiquées dans le socle du moteur.

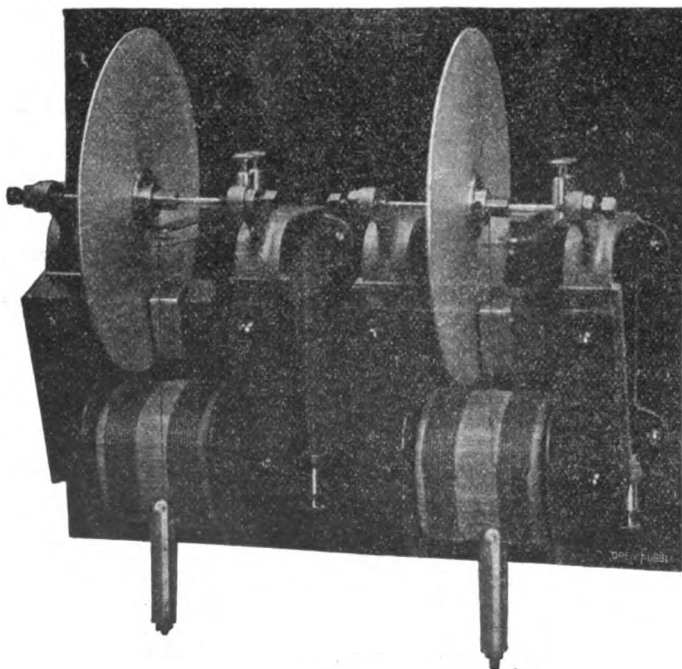


Fig. 4. — Relais à maxima à action différée.

Pour la commande des machines de filature, la Société Brown-Boveri a établi aussi un type de *moteurs monophasés à collecteur* que représente la figure 2 : les variations de vitesse

sont obtenues par déplacement des balais effectué au moyen d'une vis sans fin et d'un volant à main.

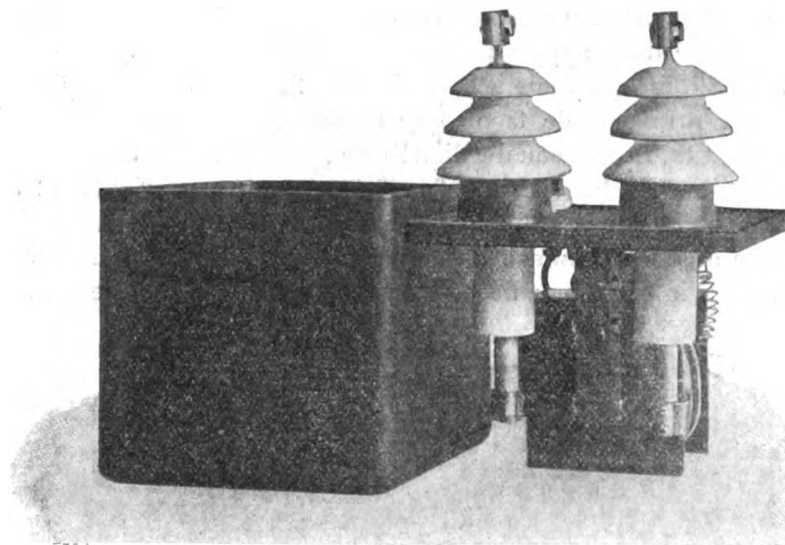


Fig. 5. — Transformateur des relais.

Une installation complète d'éclairage des trains par le système Aichele, déjà décrit en détail dans nos colonnes ⁽¹⁾ était exposée par les « Transports Terrestres de la Suisse. » Pour démontrer le fonctionnement du système, on avait soulevé l'essieu entraînant la dynamo, et on le commandait, à des vitesses variables, au moyen d'un *moteur monophasé à collecteur système Déri* de 7 chevaux, 160 volts, 42 périodes, dont la vitesse de rotation était comprise entre 200 et 840 tours par minute. Le moteur Déri est représenté par la figure 3. Les variations de vitesse sont obtenues par déplacement des balais. Des moteurs de ce modèle ont été employés avec succès pour la commande des machines de filature. La figure 3 montre nettement le type d'accouplement adopté dans ce cas.

Dans l'exposition des Transports Terrestres de la Suisse, le train du Gothard était éclairé par un *transformateur* Brown-Boveri de 160/36 volts, 42 périodes, à bain d'huile, accompagné d'un tableau de distribution.

Le stand du Tecnomasio italiano Brown-Boveri contenait, en particulier, un élément d'un *tableau général de station de transformation*, avec tous les appareils de manœuvre et de sécurité : ce tableau était prévu pour



Fig. 6. — Interrupteur automatique à maxima.

⁽¹⁾ Éclairage Électrique.

l'emploi de courants triphasés. L'*interrupteur* de ce tableau est actionné soit automatiquement (par le jeu d'un relais à basse tension) soit à la main. Le relais à basse tension est alimenté par des petits transformateurs-série embrochés sur les conducteurs principaux. Ce relais est accompagné d'un appareil à action différée, dont la durée de fonctionnement est réglable à volonté. L'interrupteur secondaire du tableau est relié rigidement par des barres à l'interrupteur primaire, de façon que l'interruption du courant ait lieu en même temps sur les deux circuits. Le tableau de distribution, soutenu par des fers profilés et muni de cloisons en ciment limitant les arcs, est fermé à sa partie postérieure, et la porte latérale qui permet d'accéder aux parties soumises à la haute tension est enclanchée avec l'interrupteur de telle façon qu'elle ne puisse être ouverte que quand le courant est coupé : inversement la fermeture de l'interrupteur ne peut avoir lieu que si la porte est fermée.

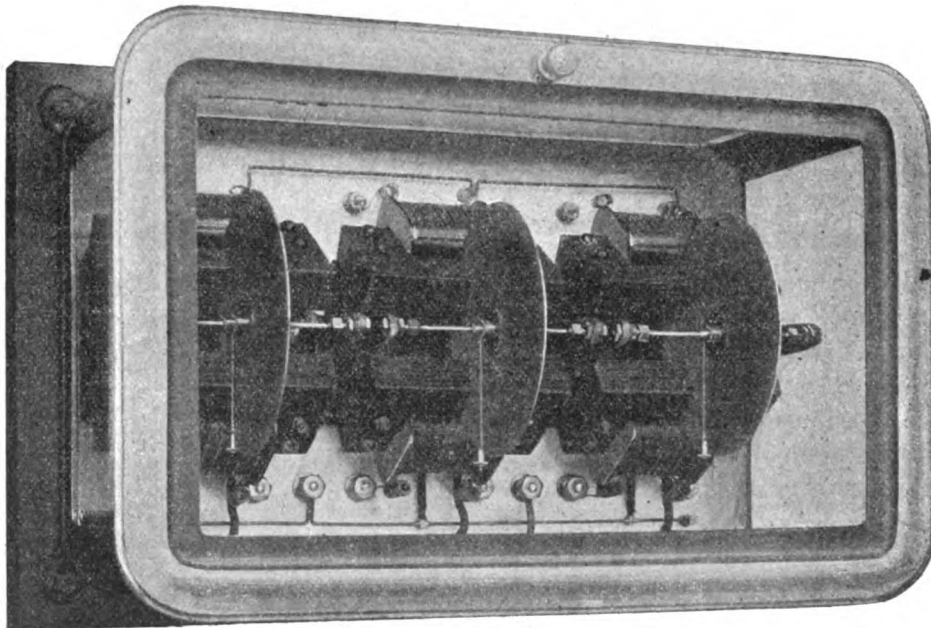


Fig. 7. — Relais triphasé pour courants de retour.

Outre ce tableau, le stand contenait deux *petits tableaux pour moteurs* jusqu'à 500 volts : l'un de ces tableaux répond aux prescriptions de « l'Associazione fra gli Industriali d'Italia per prevenire gli infortuni sul lavoro » : en pressant un bouton approprié, on peut ouvrir, d'un point quelconque, l'interrupteur de ce tableau, qui ne peut, au contraire, être fermé qu'avec une clef spéciale.

Un petit tableau, employé dans les filatures, consiste en une colonne prismatique en fonte et en tôle contenant les interrupteurs, coupe-circuits, appareils de mesure, etc. Les coupe-circuits ne peuvent être touchés que si l'interrupteur est ouvert.

Outre ces tableaux, il y avait un certain nombre de *relais* intéressants établis pour fonctionner comme disjoncteurs à maxima, ou pour provoquer la rupture du circuit en cas de courants de retour. L'un de ces relais, bipolaire, à action différée, est représenté par la figure 4. Il est basé sur le principe de Ferraris et comprend, pour chaque pôle, un disque léger en aluminium placé dans le champ d'un électro-aimant feuilleté. Cet électro-aimant est excité par un courant secondaire, proportionnel au courant principal. La rotation du disque pro-

duit l'enroulement d'un fil portant un poids à sa partie inférieure ; le poids s'oppose au mouvement de rotation tant que le courant ne dépasse pas l'intensité normale, et le système est immobile ; l'équilibre existant entre le couple produit par le courant de Foucault dans le disque et le couple antagoniste dû au poids. Quand l'intensité maxima est dépassée, le disque tourne, le fil s'enroule, et, au bout d'un certain nombre de tours, le poids vient fermer un

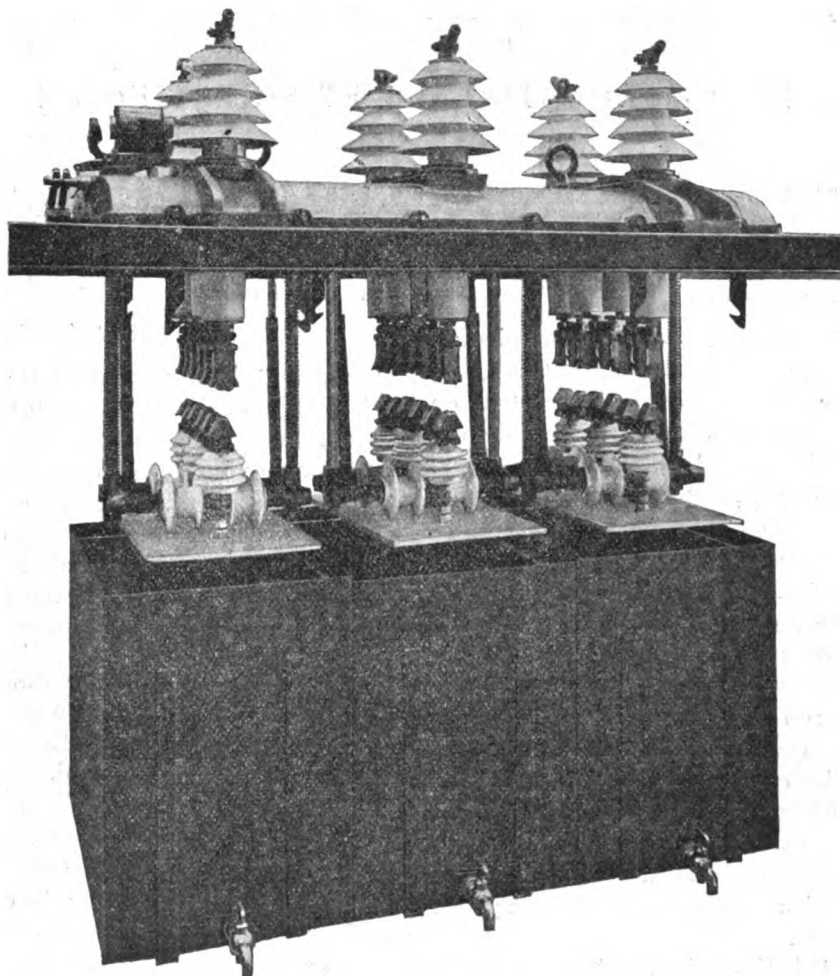


Fig. 8. — Interrupteur automatique triphasé pour 30 000 à 40 000 volts.

contact et provoque le déclenchement. Le relais est alimenté par un petit transformateur que représente la figure 5 : cet appareil est à bain d'huile.

La figure 6 représente un *interrupteur automatique* à maxima portant son relais, formé encore d'un disque d'aluminium qui tend à tourner dans un champ magnétique, en entraînant un fil à contrepoids.

Un autre *relais* triphasé est établi pour fonctionner lorsqu'il se produit des *courants de retour*. Il est représenté par la figure 7 et est analogue au relais à maxima. Le champ magnétique agissant sur chaque disque d'aluminium est produit par un enroulement série et par un enroulement shunt ; la rotation du disque en sens contraire du sens dans lequel il tend à

tourner normalement provoque la fermeture d'un circuit et le déclenchement de l'interrupteur.

Enfin, le Tecnomasio italiano Brown-Boveri exposait un interrupteur automatique tripolaire à 30 ou 40000 volts avec 12 ruptures par phase : cet appareil, représenté par la figure 8, est plongé normalement dans un bain d'huile.

Jean REYVAL.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Expériences sur les alliages magnétiques d'Heusler (Fin)⁽¹⁾. — K. E. Guthe et L. W. Austin.
— Bulletin of Bureau of Standards.

Courbes d'aimantation. — Pour produire un champ magnétique suffisamment intense, on employait une bobine puissante, consistant en 4000 tours de fil et ayant 51 centimètres de longueur et 2 centimètres de diamètre intérieur. L'intensité du champ produit par le courant passant dans cette bobine était déterminée à différentes distances des extrémités au moyen d'une bobine d'exploration et a été trouvée pratiquement constante sur une longueur d'environ 20 centimètres au centre : pour cette distance, l'intensité du champ magnétique était donnée par l'équation $H = 100 I$ gauss, I étant exprimé en ampères. Pour éviter un effet d'échauffement possible dans les expériences de magnétostriction, on plaça à l'intérieur de la bobine un tube à double paroi avec circulation d'eau, mais on constata qu'il n'était pas nécessaire de s'en servir, l'échauffement n'étant pas appréciable dans les expériences faites.

La méthode balistique fut employée pour les expériences d'aimantation. Les bobines secondaires consistant en fils couverts d'une double couche de soie étaient enroulées directement sur l'échantillon, dans le cas du n° 0 ; pour tous les autres échantillons, l'enroulement était fait sur un tube de bronze mince. Le secondaire couvrait toujours la longueur totale de l'échantillon. La déviation balistique était mesurée avec un galvanomètre ayant une période de douze secondes et calibré au moyen d'un étalon d'inductance mutuelle qui restait en circuit pendant les essais.

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 17 novembre 1906, p. 256.

L'étalonnage était vérifié avant chaque série d'observations.

Le flux total à travers le secondaire est donné par la formule :

$$\Phi = (AH + 4\pi Ia) n,$$

en appelant A la section droite du secondaire, a la section droite de l'échantillon étudié, H l'intensité de champ, I l'intensité moyenne d'aimantation, n le nombre de tours secondaires.

Dans le cas dont il s'agit, l'intensité de champ était fortement modifiée par les effets des extrémités, par lesquels on faisait une correction en adoptant pour le champ la formule

$$H = H' - NI,$$

en appelant H' la valeur du champ calculée d'après le courant, et N une quantité dépendant des dimensions des échantillons étudiés. Mann a montré que jusqu'à une aimantation moyenne (jusqu'à $I = 400$ pour le fer) N a une valeur pratiquement constante : pour des valeurs plus élevées, la valeur de H est un peu incorrecte, mais la forme générale de la courbe n'est pas modifiée, et les erreurs sont entièrement négligeables pour l'étude dont il s'agit.

En introduisant la valeur de H dans l'équation de Φ , on obtient la formule :

$$\Phi = [AH' + (4\pi a - AN) I] n$$

$$I = \frac{\Phi n - AH'}{4\pi a - AN}.$$

Ces formules ont été employées pour le calcul de I dans ce qui suit, et B a été déduit de la relation connue entre B , H et I . La valeur de N a été prise sur des courbes dressées par Mann.

La déviation de l'aiguille du galvanomètre était observée quand on inversait le courant. On sait que, dans le cas du fer, et comme l'a montré Gümlich

pour tous les alliages, la courbe dépend dans une certaine mesure des degrés de variation choisis. Puisqu'il s'agit principalement d'expériences comparatives, les autres se sont astreints simplement à employer autant que possible dans les différents cas des degrés de variation égaux. Les résultats obtenus sont indiqués dans les tableaux suivants. L'induction élevée dans l'échantillon n° 1 peut être notée, ainsi que les résultats particuliers présentés par l'échantillon 4 et ayant la forme caractéristique des substances magnétiquement dures. Aucun chiffre d'aimantation n'est donné pour les spécimens 3 et 6 : ceux-ci ont présenté, même dans des champs très puissants de si faibles propriétés magnétiques qu'on peut les considérer comme pratiquement non magnétiques.

TABLEAU I

Alliage n° 0 ; $N = 0,045$; $n = 548$.

COURANT	H	I	B	μ
ampères.				
0,022	1,0	19,3	244	244
0,059	2,7	72,0	907	336
0,128	6,5	139,2	1 756	270
0,155	8,6	153,0	1 921	224
0,205	12,9	170,0	2 150	167
0,403	31,2	204,2	2 594	83
1,039	93,3	235,0	3 043	33
2,00	189	247,5	3 294	17
3,98	386	255,8	3 600	9
6,28	615	259,7	3 875	6

TABLEAU II

Alliage n° 1 ; $N = 0,121$; $n = 440$.

COURANT	H	I	B	μ
ampères.				
0,0445	0,8	23,6	298	372
0,12	1,8	78,3	986,5	544
0,16	2,4	109	1 373	572
0,24	3,8	167	2 102	553
0,351	7,9	225,5	2 838	359
0,52	19,1	272	3 437	180
0,859	48,5	309	3 932	81
1,424	102,0	334	4 300	41
2,00	157,9	348	4 528	22
3,96	352,3	361	4 897	13
5,78	534,0	364	5 106	9
6,98	653,7	366	5 254	7

TABLEAU III

Alliage n° 2 ; $N = 0,155$; $n = 394$.

COURANT	H	I	B	μ
ampères.				
0,022	0,7	9,25	117	167
0,0475	1,1	21,64	274	258
0,0779	1,8	36,95	441	220
0,0967	2,6	45,47	573	216
0,1282	3,9	57,5	726	187
0,133	4,1	59,5	752	183
0,207	8,9	76,2	966	109
0,354	21,5	89,8	1 150	53
0,501	35,2	96,4	1 245	35
0,940	78,2	105,5	1 404	18
2,4	222,8	114,3	1 661	8
4,49	421,1	119,5	1 921	5

TABLEAU IV

Alliage n° 4 ; $N = 0,115$; $n = 366$.

COURANT	H	I	B	μ
ampères.				
0,058	2,7	23,6	299,4	111
0,155	7,4	68,7	870	117
0,257	13,0	108,5	1 374	106
0,500	30,22	172	2 190	72
1,12	85,4	231	2 985	35
2,04	174	260	3 439	20
4,03	371	278	3 863	10
6,23	590	284	4 157	7
9,16	882	286	4 474	5

TABLEAU V

Alliage n° 5 ; $N = 0,1515$; $n = 400$.

COURANT	H	I	B	μ
ampères.				
0,058	1,0	28,4	358	358
0,128	2,5	67,1	845	336
0,207	5,25	101,7	1 281	244
0,255	7,6	118,9	1 499	197
0,368	15,6	140	1 775	112
0,499	27	151,3	1 928	71
1,06	80	175,1	2 280	28
2,17	189,5	188	2 550	13
4,05	375,4	195,0	2 825	8
6,20	590	200,2	3 108	6

Ces résultats montrent que, parmi les deux échantillons ne contenant pas de plomb, le pre-

mier atteint une aimantation beaucoup plus considérable, à cause de la plus grande proportion du composé de manganèse et d'aluminium, tandis que l'échantillon 3 avec seulement 14,66 % de manganèse n'est pas magnétique. Les échantillons 4 et 5 contenant tous deux du plomb, sont placés entre les deux autres, l'échantillon 4 présentant, pour de faibles champs, une perméabilité plus faible que tout le reste. La perméabilité de l'échantillon 0 est d'abord plus faible que celle des échantillons 2 ou 5, quoique l'induction maxima soit supérieure à celle de l'un ou l'autre de ceux-ci.

Magnétostriction. — L'appareil employé pour la mesure de la magnétostriction était établi de la façon suivante : la bobine magnétisante, déjà décrite, était fixée horizontalement sur un support en bois. L'échantillon d'alliage était fixé à ses deux extrémités à des tubes de bronze, suffisamment longs pour sortir des extrémités de la bobine. Derrière celle-ci, un bloc de bois était boulonné au support et portait à sa partie supérieure une attache en bronze dans laquelle était maintenu l'un des prolongements tubulaires de l'échantillon. L'autre prolongement était en contact avec l'appareil destiné à mesurer les variations de longueur. Cet appareil était construit lui-même de la façon suivante : un support en bois rempli de plomb portait un bloc boulonné sur lui, sur la partie supérieure duquel était cimentée une petite glace C de 2^{cm},5 de longueur et 2 centimètres de largeur. Contre celle-ci était pressée par une bande de caoutchouc une seconde glace D de 3 centimètres de longueur et 2 centimètres de largeur. Entre les deux glaces étaient placées deux aiguilles de 0^{mm},34 de diamètre qui roulaient lorsque la glace D était déplacée. Une aiguille légère de 10 centimètres de longueur était fixée à l'un de ces petits rouleaux, de telle sorte que tout déplacement de la glace D, contre laquelle butait l'extrémité du prolongement de l'échantillon, faisait pivoter l'aiguille indicatrice dont la déviation indiquait l'allongement ou le raccourcissement de l'échantillon. Pour amplifier le mouvement, les auteurs employaient la méthode du miroir à double suspension de lord Kelvin : un miroir très léger était fixé à une boucle de fil de cocon dont un bout était attaché à un point fixe et l'autre bout à l'extrémité de l'aiguille. La distance entre les deux points de suspension était d'environ 1^{mm},6.

Un amortisseur à eau rendait à peu près apériodiques les oscillations du miroir. Tout l'ensemble était entouré d'une enveloppe en laiton avec une fenêtre de verre permettant d'observer les déviations du miroir. De cette façon on évitait complètement l'influence des courants d'air.

Cet appareil a donné de très bons résultats et est très facile à construire. Ses principales constantes étaient les suivantes : longueur de l'aiguille 101 millimètres ; distance du miroir à l'échelle 1 135 millimètres ; diamètre de l'aiguille $\delta = 0^{\text{mm}},35$; distance entre les points de suspension $d = 1^{\text{mm}},6$ environ. Ce rapport d'amplification était :

$$R = 2El/\delta d = 675\,000/d.$$

On mesurait à chaque expérience la distance d : en supposant $d = 1^{\text{mm}},6$, et en admettant que la plus petite déviation perceptible sur l'échelle soit de 0^{mm},2, le plus faible déplacement que l'on peut déceler est de 5×10^{-7} millimètres. Les déviations furent très concordantes ; la dilatation suivait instantanément la formation de l'aimantation, et il n'y avait aucun phénomène de trainage, ni pour la dilatation, ni pour la contraction, même avec les champs les plus intenses. Les résultats de mesure sont indiqués par le tableau suivant :

TABLEAU VI
Alliage n° 0 ; $d = 1,57$ mm.

COURANT	H	I	DÉVIATION	$\frac{dL}{L} 10^7$
ampères.			millimètres.	
0,045	2,5	79	2,0	0,27
0,121	6,0	135	14,0	1,89
0,195	11,6	167	23,0	3,11
0,295	21,0	190	32,0	4,33
0,425	33,2	206	41,0	5,55
0,600	58,0	220	48,0	6,50
1,145	104,0	237	62,0	8,40
2,50	240	250	67,0	9,07
5,80	572	259	82,0	11,10
8,60	843	261	83,0	11,26

On peut voir, d'après ces tableaux, que les courbes de dilatation sont tout à fait semblables, dans leur forme générale, aux courbes d'intensité d'aimantation avec la différence, caractéristique pour tous les alliages, que la dilatation est très faible aux faibles champs ; elle est, en fait, difficilement appréciable pour les champs

d'intensité inférieure à un gauss. Plus les propriétés magnétiques sont marquées, plus est considérable la dilatation relative, atteignant dans l'alliage n° 1 la moitié du maximum trouvé pour le fer doux. On n'a pas observé de contraction dans les champs plus intenses, atteignant 1 000 unités.

TABLEAU VII
Alliage n° 1 ; $d = 1,63$ mm.

COURANT	H	I	DÉVIATION	$\frac{dL}{L} 10^7$
ampères.			millimètres.	
0,061	1,0	32	0,2	0,04
0,163	2,6	116	5,8	1,03
0,340	7,3	220	18,3	3,23
0,522	19,0	273	38,8	6,90
1,03	64,0	316	61,8	10,95
1,65	124,0	338	75,5	13,45
2,51	209,0	348	85,5	15,20
6,15	568,0	365	97,3	17,35

TABLEAU VIII
Alliage n° 2 ; $d = 1,54$ mm.

COURANT	H	I	DÉVIATION	$\frac{dL}{L} 10^7$
ampères.			millimètres.	
0,057	1,4	25	0,5	0,08
0,152	5,1	66	2,5	0,47
0,305	17,0	86	7,7	1,46
0,490	34,2	94	8,3	1,57
0,912	75,0	105	11,0	2,06
1,80	164,0	112	13,5	2,54
2,25	207,0	114	14,0	2,64
5,60	527,0	120	15,0	2,82

TABLEAU IX
Alliage n° 4 ; $d = 1,57$ mm.

COURANT	H	I	DÉVIATION	$\frac{dL}{L} 10^7$
ampères.			millimètres.	
0,057	2,7	23	0,5	0,08
0,150	7,0	65	6,3	0,96
0,300	15,7	122	17,0	2,70
0,485	29,3	169	30,0	4,84
0,895	65,0	220	52,5	8,25
1,25	98,0	238	65,0	10,22
1,60	130,0	248	71,0	11,15
2,20	188,0	262	73,8	11,63
5,40	510,0	282	82,5	12,98

TABLEAU X
Alliage n° 5 ; $d = 1,63$ mm.

COURANT	H	I	DÉVIATION	$\frac{dL}{L} 10^7$
ampères.			millimètres.	
0,055	1,0	29	0,75	0,14
0,148	3,2	74	6,5	1,26
0,289	9,5	123	17,8	3,46
0,472	24,9	149	26,0	5,05
0,872	66,0	169	36,5	7,10
1,40	113,0	180	41,5	8,07
2,14	184,0	187	47,0	9,13
5,22	494,0	198	52,0	10,10

En comparant la magnétostriction et l'intensité d'aimantation, on voit que la dilatation n'est pas proportionnelle à l'aimantation, mais croît plus rapidement. Cette dilatation a une valeur d'autant plus grande que l'échantillon est plus doux. Comme on l'a déjà indiqué, le n° 1 est le plus dur, les n° 3 et 4 sont à peu près également durs, et le n° 5 est relativement le plus doux. La position exceptionnelle de l'échantillon 4 a disparu dans ce cas. Il semble qu'on puisse conclure de ces résultats que, plus l'alliage est dur, plus le module de Young doit être élevé ; mais, comme on l'a signalé au début, ce dernier n'a pu être déterminé.

Force thermo-électrique. — Bidwell a signalé que la variation de force thermo-électrique du fer et du nickel est proportionnelle à la dilatation magnétique. Les auteurs ont fait des expériences en ce point avec les alliages d'Heusler. Des fils fins en cuivre étaient enroulés autour des deux extrémités des échantillons : l'ensemble était alors placé au centre d'un tube de verre placé à l'intérieur de la bobine magnétisante. Des bouchons de caoutchouc fermaient le tube et laissaient passer de petits tubes de verre servant à une circulation d'eau chaude et d'eau froide dans deux chambres ménagées autour des extrémités de l'échantillon. La force thermo-électrique produite par la différence de température était équilibrée au moyen d'un potentiomètre. Une variation de 1 microvolt donnait au galvanomètre une déviation de 2 millimètres. Les auteurs n'ont pu découvrir aucune variation de la force thermo-électrique, même dans un champ de 1 000 gauss ; sur le fer, Bidwell avait trouvé : pour une différence de température de 85°,

une variation de 15 microvolts dans un champ de 200 gauss. On peut ajouter, à propos de ce résultat, que C. E. Mendenhall n'a pas pu obtenir le phénomène de Kerr avec un échantillon d'alliage de Heusler. Il y a donc, dans ceux-ci, certaines propriétés qui diffèrent de celles des corps magnétiques.

R. R.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur les projets de machines électriques à grande vitesse de rotation. — S. P. Thompson.
— *Electrical Review*, 26 octobre 1906.

La puissance d'un générateur électrique dépend d'un certain nombre de facteurs.

Le courant que peut débiter la machine sous une tension donnée est limité :

- a) Par l'échauffement de l'induit ou d'autres parties de la machine ;
- b) Par la réaction de l'induit ;
- c) Par les difficultés de commutation dans les machines génératrices à courant continu.

D'autre part, la tension du courant débité par une machine est limitée par d'autres considérations :

- d) La vitesse de rotation de l'induit ;
- e) Le flux produit par les inducteurs ;
- f) L'isolement des conducteurs.

A côté de ces facteurs qui limitent séparément les deux grandeurs considérées, il y en a d'autres qui les limitent simultanément :

- g) La construction mécanique de l'armature et son montage sur l'arbre, qui doit résister au couple exercé.

Deux autres facteurs doivent enfin être considérés :

- h) L'obtention d'un rendement prescrit ;
- i) La capacité de surcharge prescrite.

En outre, il y a lieu d'obtenir, autant que possible, une forme de courbe sinusoïdale pour la tension et d'éviter que l'augmentation de tension, quand on passe de la pleine charge à la marche à vide, soit supérieure à 6 % sur charge non inductive et 20 % sur charge inductive ($\cos \varphi = 0,8$), la vitesse de rotation et l'excitation conservant la même valeur.

Soient E la force électromotrice en volts ou volts virtuels, n le nombre de tours par seconde, Z le nombre total des conducteurs induits, p le nombre de pôles, c le nombre de circuits de la

machine, N le flux émanant d'un pôle. On a comme équation générale l'équation suivante :

$$E = (p/c) \cdot n \cdot Z \cdot N \cdot 10^{-8}. \quad (1)$$

Pour des forces électromotrices alternatives, cette expression doit être multipliée par le facteur 1,11. Soit C_1 le courant normal dans un circuit quelconque et C le courant total fourni par la machine. On a $C = C_1 \times c$ évidemment. En multipliant les deux membres de l'équation (1) par cette quantité, on obtient une expression de la puissance normale en watts : cette expression est la suivante

$$EC = n \cdot C_1 Z \cdot pN \cdot 10^{-8}. \quad (2)$$

Le terme $C_1 Z$ est la charge totale de courant sur la périphérie de l'induit, quelle que soit la direction du courant. Si l'on suppose constante la densité de courant dans le cuivre, la charge est proportionnelle à la section totale de cuivre dans une section transversale de la machine. Le terme pN est la charge magnétique ou, en d'autres mots, le nombre total de lignes de force magnétiques traversant l'entrefer. Il est proportionnel, si l'induction dans l'entrefer a une valeur moyenne constante, à la surface totale des masses polaires autour de la machine ou, grossièrement, il est proportionnel à la quantité de fer de la machine. La formule montre donc que la puissance débitée est proportionnelle à la vitesse de la machine, à la section totale de cuivre, et à la surface polaire totale de fer. On peut noter que, dans les machines ordinaires à courant continu pour l'éclairage, n , vitesse de rotation par seconde, est de l'ordre de 2 à 12 ; le terme $C_1 Z$ est de l'ordre de 1 000 à 100 000 ; le terme pN est de l'ordre de 1 000 000 à 100 000 000. Si l'on considère les causes qui limitent la puissance débitée, on voit qu'il y a en premier lieu la vitesse n . Quant aux deux autres termes, l'expérience montre que, tout au moins pour les machines à courant continu, on ne peut pas obtenir un fonctionnement satisfaisant, si le deuxième n'est pas 1 000 fois plus grand, numériquement, que le premier. On peut le voir de la façon suivante : soient τ le pas polaire, b l'arc polaire, l la longueur de la face polaire, ψ le rapport de b à τ , q la charge spécifique de l'induit (ampère-conducteurs par centimètre de périphérie) et B l'induction moyenne sur la face polaire. On a :

$$pN/C_1 Z = BbL/q\tau = Bl/q.$$

La valeur de ψ est d'environ 0,75 : la valeur de

q ne doit pas dépasser 264, pour des raisons d'échauffement, distorsion et commutation ; la valeur de l ne doit pas dépasser 40 et celle de B 9000. Le rapport B/q a donc approximativement pour valeur 1000. Il y a encore une autre limite dans la formule de la puissance, c'est la limite au produit np , dont la moitié donne la fréquence des courants alternatifs produits, fréquence dont la valeur est donnée dans le cas des machines à courants alternatifs : np doit avoir pour valeur 100 ou 50 suivant que la fréquence du courant produit doit être 50 ou 25. Dans le cas des machines à courant continu, on fait en sorte que la valeur de np ne dépasse pas 40, pour que les pertes dans le fer du noyau et des dents ne soient pas trop élevées.

H.-A. Mavor a indiqué une façon de traiter les projets de générateurs électriques en considérant une « ceinture active ». En examinant une machine électrique, à courants alternatifs ou continus, on voit qu'il y a une partie fixe et une partie mobile qui ne contribue pas à la production d'énergie électrique. La totalité des actions électromagnétiques se passe dans une ceinture très étroite de l'induit, dans la portion annulaire de l'espace où les conducteurs de cuivre coupent les lignes de force magnétiques. C'est une ceinture périphérique de l'induit dont la largeur est celle du noyau et dont l'épaisseur est égale à la profondeur des encoches. Soient d le diamètre de l'induit, l la longueur du noyau et s la profondeur des encoches ; le volume de la « ceinture active » est $\pi (d \pm s) \cdot l \cdot s$, le signe + s'appliquant au cas d'un induit fixe extérieur et le signe — au cas d'un induit mobile intérieur. Dans les grosses machines où s est faible en comparaison de d , le volume est à peu près égal à πdls . Une partie de ce volume est occupée par la denture par laquelle le flux magnétique traverse radialement la ceinture ; une autre partie comprend les conducteurs de cuivre, dans lesquels le courant électrique circule parallèlement à l'arbre ; enfin une partie consiste en isolants inertes entourant le cuivre ou séparant entre elles les tôles de l'induit. Si l'on considère les surfaces annulaires latérales de cette ceinture, dont la surface est approximativement πds , on voit qu'elle est traversée par tout le courant de charge $C_1 Z$. En divisant cette valeur par la valeur de la surface, on obtient une expression que l'on peut appeler densité moyenne de courant

dans la ceinture active, et que l'on peut écrire :

$$\alpha' = C_1 z / \pi ds.$$

Si l'on considère la surface principale πdl de la ceinture et si l'on se rappelle que toute la charge magnétique pN pénètre par cette surface, on peut trouver de même la densité magnétique moyenne dans la ceinture active

$$\beta' = pN / \pi d.$$

Si maintenant on revient à l'équation (2), et si l'on substitue aux trois facteurs du deuxième membre leurs valeurs respectives :

$$n = v' (\pi d) \quad (v' = \text{vitesse périphérique})$$

$$C_1 z = \alpha' \pi ds$$

$$pN = \beta' \pi dl,$$

on obtient finalement l'expression :

$$EC = (v' / \pi d) \cdot \alpha' \pi ds \cdot \beta' \pi dl \cdot 10^{-8}.$$

En divisant par πdls , on obtient le nombre de watts par centimètre cube de la ceinture active, dont la valeur est :

$$EC / \pi dls = v' \cdot \alpha' \cdot \beta' \cdot 10^{-8}.$$

En d'autres mots, l'utilisation spécifique des matériaux de la ceinture active dépend de trois facteurs seulement (à part le coefficient numérique 10^{-8}). Ces trois facteurs sont : la *vitesse périphérique*, la *densité électrique* et la *densité magnétique* : on peut les appeler *facteurs d'utilisation spécifique des matériaux*.

Il est clair que l'intérêt des constructeurs est d'employer le moins de matériaux possible pour obtenir la puissance demandée : il faut donc obtenir le plus de watts possible par centimètre cube de matériaux actifs. D'après un très grand nombre de machines étudiées par l'auteur, on a généralement, pour les machines à courant continu, les valeurs suivantes des facteurs d'utilisation : pour v' , 10 mètres à 22^m,50 par seconde ; pour α' , 48 à 74 ampères par centimètre carré ; pour β' 4800 à 7300. Le nombre de watts par centimètre cube est compris entre 2,9 et 7,8.

Dans le cas d'alternateurs de construction ordinaire, les valeurs sont un peu différentes. Ces machines sont généralement à inducteur tournant. Les valeurs de v' sont comprises entre 25 mètres et 35 mètres par seconde : pour ne pas avoir une trop forte réaction d'induit, on atteint rarement pour α' la valeur de 64 ampères par centimètre carré et l'on ne dépasse guère 44 à 48 ampères : pour β' , on ne peut pas aller

au delà de 4 800 et, dans une machine de fréquence 50, on va rarement à 4 000.

En notant ces chiffres, il faut bien se souvenir que ce ne sont pas des densités nettes. Si par exemple une machine a des dents et des encoches de même largeur, et si la moitié de la place disponible dans les encoches est occupée par l'isolement et le guipage, la densité de courant dans le cuivre étant de 3,2 ampères par millimètre carré (320 ampères par centimètre carré), la densité en gros sera de 80 ampères par centimètre carré ; si de même, dans le fer, l'induction a pour valeur 16 000, si les pôles couvrent seulement 0,7 du pas polaire, si les encoches sont égales en largeur aux dents et si 15 % de la longueur totale du noyau de l'induit sont pris pour les canaux de ventilation et l'isolement des tôles, B' aura pour valeur 4 800 seulement.

Il est évidemment très important d'employer des dispositions telles que le facteur de plein du cuivre dans l'encoche soit aussi élevé que possible, malgré un isolement suffisant. On évite l'emploi de fils ronds qui prennent autant de place utile que des fils carrés dont ils n'ont que les 0,7854 de conductance. La substitution de fils carrés à des fils ronds équivaut à la découverte d'un nouveau métal ayant une conductibilité de 127 % en comparaison du cuivre. Soient σ_1 le facteur de plein pour le cuivre dans les encoches et σ_2 le facteur de plein du fer dans la denture : soient ζ le rapport de la largeur d'une encoche au pas des encoches et $1 - \zeta$ le rapport de la largeur des dents au pas des dents. On a

$$\alpha' = \alpha \zeta \sigma_1 \quad \text{et} \quad \beta' = B_i \psi (1 - \zeta) \sigma_2$$

en appelant B_i l'induction moyenne dans la denture : l'équation d'utilisation prend la forme suivante

$$EC/\pi dls = \nu' \cdot \alpha \zeta \sigma_1 \cdot B_i \psi (1 - \zeta) \sigma_2 \cdot 10^{-8}. \quad (4)$$

Sous cette forme apparaissent l'induction réelle et la densité de courant réelle dont dépendent principalement les pertes dans l'induit et l'échauffement. Le produit de ζ par $(1 - \zeta)$ est maximum par $\zeta = 0,5$, c'est-à-dire que, toutes autres choses égales d'ailleurs, l'utilisation spécifique est maxima si la dent et l'encoche ont la même largeur, condition généralement remplie dans les machines de tramways. Le facteur de plein du cuivre σ_1 est compris entre 0,4 et 0,6 dans les grosses génératrices ordi-

naires de tramways. Il peut atteindre 0,7 à 0,75 dans les petites machines à basse tension. Dans les alternateurs à 2 000 ou 3 000 volts, il est compris entre 0,25 et 0,35. Le facteur de plein du fer σ_2 , dépend en partie de l'isolement et en partie de la place prise par les canaux de ventilation. Quand il n'y a pas de canaux de ventilation, il peut atteindre la valeur 0,92 à 0,93 : dans les machines modernes bien ventilées il est compris entre 0,74 et 0,80.

(A suivre.)

R. V.

Sur la répartition du flux magnétique dans une machine à pôles auxiliaires. — M. Breslauer. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 27 septembre 1906.

La question de la répartition du flux magnétique dans les machines à pôles auxiliaires a été discutée à plusieurs reprises récemment⁽¹⁾. On peut apporter une certaine clarté à l'étude de cette question en reprenant l'analogie avec les lois de la dérivation du courant dans un circuit électrique. Cette analogie est nettement montrée

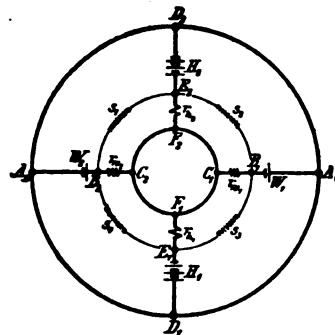


Fig. 1.

dans la figure 1. Les ampère-tours des pôles principaux sont représentés par les batteries H_1 et H_2 : les ampère-tours des pôles de commutation sont figurés par les batteries W_1 et W_2 . Les réluctances pour l'air et les dents sont remplacées par les résistances r_{h1} et r_{h2} ou r_{u1} et r_{u2} . Le noyau de l'induit et la culasse sont des conducteurs de jonction de résistance relativement négligeable.

Toute la discussion se résume essentiellement à savoir si le courant produit par W_1 ou W_2 doit être calculé d'après les résistance d'un quadrant, c'est-à-dire cercle, pour les éléments

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLVII, p. 223, tome XLVIII, p. 342 et 343.

W_1 , par r_{w1} et r_{h2} (façon de voir de Pohl), ou bien si ce courant se ferme par r_{w1} et r_{w2} sur la batterie correspondante W_2 : on voit, d'après la figure, qu'il ne s'agit que de la « résistance » des fils représentant le noyau induit, résistance négligeable en elle-même. En effet, pour le calcul du courant produit par W_1 ou W_2 , il n'y a à considérer, dans les deux façons de voir, que les résistances r_{w1} et r_{w2} , car les courants traversant r_{h2} et r_{w2} sont produits par H_2 ou W_2 .

Les deux façons de voir conduisent donc au même résultat, que l'on peut prévoir facilement en examinant la figure 1, car on voit immédiatement que, pour un dispositif symétrique, les fils de jonction représentant le noyau de l'induit ou la culasse sont des « points » de potentiel nul. Pour le calcul du courant produit par chacune des quatre sources de courant, W_1 par exemple, il n'intervient que le « circuit » A_1 vers C_1 qui, de C_1 vers A_1 , doit être considéré comme court-circuité.

Les trajets des flux de dispersion sont représentés par les résistances s_1, s_2, s_3, s_4 , et la symétrie de tout le système montre que l'on peut encore, au point de vue de la dispersion, considérer les batteries diamétralement opposées W_1 et W_2 ou H_1 et H_2 indépendamment de leurs voisines.

On voit que, avec les deux méthodes, le calcul des ampère-tours des pôles auxiliaires ne doit envisager que la réluctance des entrefers et des dents situés sous les pôles auxiliaires eux-mêmes, et non, comme il semblait au début résulter de la conception de Pohl, la réluctance des entrefers existant sous les pôles principaux.

R. V.

Condition d'emploi du diagramme du cercle pour les machines asynchrones fonctionnant au delà du synchronisme. — L. Lombardi. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 13 octobre 1906.

Un très grand nombre d'études ont été publiées sur les moteurs asynchrones, mais très peu d'auteurs se sont occupés de la question des alternateurs asynchrones. Le diagramme du cercle de Heyland s'applique aussi bien au fonctionnement d'une machine asynchrone en générateur qu'au fonctionnement en moteur : cependant, un certain nombre d'erreurs semblent avoir été commises dans l'interprétation des résultats obtenus. Par exemple Heubach prend, au delà

du synchronisme, une autre échelle qu'en deçà du synchronisme et indique que, pour un glissement de — 100 %, la puissance électrique doit être nulle ; Müller indique que le diagramme ne s'applique pas à la marche hypersynchrone ; Benischke introduit la notion d'un autre glissement rapporté à la vitesse variable du moteur.

L'auteur a jugé utile de reprendre cette question et de l'étudier avec quelques détails. Pour obtenir plus de clarté dans cette étude, il a fait d'abord des essais expérimentaux sur une machine triphasée de 8 kilowatts de l'A. E. G.

Cette machine était établie comme moteur avec connexions en étoile pour une tension composée de 250 volts et une vitesse de 770 tours par minute pour une fréquence de 40 périodes par seconde. Les dimensions principales sont les suivantes :

Diamètre extérieur du stator. . .	570 mm.
— intérieur — . . .	405 —
— extérieur du rotor. . .	403 —
— intérieur — . . .	270 —
Largeur du stator et du rotor. . .	80 —
Nombre d'encoches du stator. . .	90
— rotor. . .	108
Section des encoches du stator. . .	$10,5 \times 28$ mmq.
— rotor. . .	7×27 —
Nombre de tours d'enroulement du stator.	3×105
Nombre de tours d'enroulement du rotor.	3×90
Résistance de l'enroulement primaire.	$3 \times 0,27$ ohm.
Résistance de l'enroulement secondaire.	$3 \times 0,08$ —

Le rotor porte trois bagues de prise de courant et des résistances de démarrage extérieures ; l'enroulement du stator est muni d'une borne au centre.

La machine fut entraînée au moyen d'une courroie par un moteur shunt dont la vitesse pouvait être modifiée par modification de l'excitation : le rôle des deux machines pouvait être inversé sans que rien fût changé aux connexions du côté alternatif ou du côté continu. L'auteur a pu étudier ainsi la machine comme moteur et comme générateur au-dessous et au-dessus du synchronisme avec un glissement de +9 à —5 % et a déterminé dans les deux cas, au moyen des mêmes appareils de mesure, le rendement et toutes les grandeurs intéressantes entrant en ligne de compte.

Les intensités de courant et les tensions furent mesurées au moyen d'appareils thermiques et magnéto-électriques de précision; les puissances étaient mesurées avec un wattmètre de précision, la vitesse absolue avec un compteur de tours, et les glissements d'après la méthode stroboscopique.

Les pertes à vide des deux machines furent déterminées par différentes méthodes (Hummel, Benischke, Arnold, Lehmann) et s'élèvent, pour la machine triphasée, à 240 watts pour le fer et 260 watts pour les frottements. En charge, les pertes mécaniques subissaient une variation assez sensible, due probablement à un mauvais centrage de la poulie.

Les valeurs moyennes d'une longue série de

mesures sont résumées par le tableau I. Dans ce dernier, les lettres ont les significations suivantes: N vitesse de rotation par minute; $(n-n_1)/n$ glissement; P tension primaire par phase en volts; I intensité de courant primaire en ampères; φ décalage primaire; W énergie primaire totale en kilowatts; W_m puissance mécanique en kilowatts; γ rendement; $W' + W''$ pertes primaires et secondaires dans le cuivre en watts; $W_f + W_m$ pertes totales dans le fer et dans les frottements, en watts. Les pertes secondaires dans le cuivre furent déterminées d'après la puissance mécanique totale et le glissement; les pertes dans le fer et dans les frottements furent déterminées par la différence entre la puissance électrique et la puissance mécanique.

TABLEAU I

N	$\frac{n-n_1}{n} \cdot 100$	P	I	$\cos \varphi$	W	W_m	γ	W'	W''	$W_f + W_m$
731,0	8,62	143,0	38,6	0,845	14,00	11,01	0,787	1 192	1 060	738
748,4	6,45	143,9	31,9	872	12,00	9,83	819	815	696	659
760,4	4,92	144,8	26,1	882	10,00	8,41	841	545	441	604
770,0	3,75	145,7	21,0	871	8,00	6,82	852	352	275	553
778,4	2,70	146,6	15,8	863	6,00	5,11	852	200	150	540
786,0	1,75	147,5	11,7	773	4,00	3,31	827	110	64	516
793,2	0,85	148,4	8,4	534	2,00	1,42	710	56	15	509
800,0	— 0,02	149,3	7,0	0,000	0,00	— 0,54	0,000	39	0	501
806,8	— 0,85	150,2	8,7	510	— 2,00	— 2,60	769	61	18	521
813,6	— 1,70	151,1	12,0	735	— 4,00	— 4,74	844	115	76	549
820,4	— 2,55	152,0	16,6	793	— 6,00	— 6,97	861	221	168	581
827,2	— 3,40	152,9	21,0	831	— 8,00	— 9,30	861	359	298	649
834,0	— 4,25	153,8	26,2	826	— 10,00	— 11,75	851	549	470	731

Comme on le voit d'après les chiffres de ce tableau, la tension primaire a subi une variation lente et continue qui s'est élevée à 7 % environ au total. Cela provient de la résistance des conducteurs de jonction aboutissant au transformateur qui servait aux expériences; cette résistance s'élevait à 0,20 ohm par phase; la réactance des conducteurs extérieurs était de l'ordre de grandeur de 0,05, y compris les appareils de mesure.

L'auteur a employé la forme de diagramme indiquée par Ossanna. Ce diagramme peut être obtenu par un calcul analytique quand on connaît le courant magnétisant et le coefficient total de dispersion de la machine $\sigma = 1 - \nu_1 \nu_2$, les coefficients ν_1 et ν_2 étant inférieurs à l'unité et donnant le rapport entre les lignes de force utiles

et les lignes de force produites. Pour le moteur expérimenté, on avait, d'après une mesure exacte et en tenant compte de la chute ohmique :

$$\nu_1 = 0,9417; \quad \nu_2 = 0,980; \quad \sigma = 0,0772.$$

Il y a lieu de remarquer qu'une erreur de 1/1000 sur la détermination de la tension conduit à une erreur de 1/100 dans le calcul de σ et à une erreur de même ordre sur le diamètre du cercle. En adoptant les notations d'Ossanna, on avait pour le moteur expérimenté :

$$\Lambda_1 = 149 \text{ volts}, \quad i_m = 7 \text{ ampères}$$

$$k = \frac{\Lambda_1}{V_m} = 21,3 \text{ ohms};$$

$$W_1 = 0,47 \text{ ohm}, \quad 2\pi n L_1 = 0,05;$$

$$n_1 = 40; \quad \sigma = 0,0772.$$

Les coordonnées du centre et le rayon du cercle ont pour valeurs :

$$x_0 = \frac{\Lambda_1 \beta}{k 2\alpha} = 47,1$$

$$y_0 = \frac{\Lambda_1 \gamma}{k 2\alpha} = 1,92$$

$$R = \frac{\Lambda_1}{k} \frac{1}{2\alpha} \frac{1-\sigma}{\sigma} = 40,3,$$

d'où l'on tire :

$$\alpha = 1 + \frac{2\pi n_1 L_1}{k} \cdot \frac{1+\sigma}{\sigma} + \frac{1}{\sigma} \frac{W_1^2 + (2\pi n_1 L_1)^2}{k^2} = 1,039;$$

$$\beta = \frac{1}{\sigma} \left(1 + \sigma + 2 \frac{2\pi n_1 L_1}{k} \right) = 14,00;$$

$$\gamma = \frac{1}{\sigma} \frac{2W_1}{k} = 0,572.$$

A cause de la correction des pertes par hystérésis et par courants de Foucault, l'origine de tous les courants primaires doit être déplacée d'une quantité représentant la composante wattée correspondante du courant primaire :

$$j_h = \frac{240}{3 \times 149} = 0,54 \text{ amp.}$$

Pour représenter le couple, on trace sur le diagramme une droite répondant à l'équation

$$z' = rx - T,$$

dans laquelle on a :

$$r = \frac{W_1 (\beta/\alpha)}{k - W_1 (\gamma/\alpha)} = 0,302$$

$$T = \frac{\Lambda_1}{k} \cdot \frac{W_1 (1/2\alpha)}{k - W_1 (\gamma/\alpha)} = 1,95.$$

Les valeurs absolues du couple en kilogrammètres par phase sont donc, en désignant par p le nombre de paires de pôles et par γ l'ordonnée :

$$D = \frac{p}{9,81} \cdot \frac{1}{2\pi n_1} \left(k - W_1 \frac{\gamma}{\alpha} \right) \frac{\Lambda_1}{\gamma} (j - z') = 1,79^2 (j - z').$$

Pour représenter la puissance mécanique, Ossanna introduit la notion de résistance secondaire réduite à l'enroulement primaire :

$$W'_2 = W_2 \frac{1}{v_1^2} \left(\frac{z_1}{z_2} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_2} \right)^2,$$

z_1 et z_2 étant les nombres de tours d'enroulement au primaire et au secondaire par pôle et par phase, et f_1 et f_2 deux coefficients dont la gran-

deur dépend de la nature de l'enroulement. Dans le cas dont il s'agit, on avait :

$$z_1/z_2 = 1,833; \quad f_1/f_2 = 1; \quad W'_2 = 0,303.$$

La droite de puissance est donnée par l'équation

$$z'' = vx - U$$

dans laquelle les lettres ont les valeurs suivantes :

$$v = \frac{W_1 \frac{\beta}{\alpha} + W'_2 v}{k - W_1 \frac{\gamma}{\alpha} - W'_2 \mu} = 0,469;$$

$$U = \frac{\Lambda_1}{k} \frac{W_1 + W'_2 v}{k - W_1 \frac{\gamma}{\alpha} - W'_2 \mu} = 3,13;$$

$$\mu = \frac{\gamma}{\alpha} \frac{W_1^2 + (k + 2\pi n_1 L_1)^2}{k^2} - 2 \frac{W_1}{k} = 0,509;$$

$$v = \frac{\beta}{\alpha} \frac{W_1^2 + (k + 2\pi n_1 L_1)^2}{k^2} - 2 \frac{k + 2\pi n_1 L_1}{k} = 11,50;$$

$$\rho = \frac{1}{\alpha \sigma} \frac{W_1^2 + (k + 2\pi n_1 L_1)^2}{k^2} - 1 = 11,51.$$

Les valeurs absolues de la puissance mécanique en watts par pôle et par phase sont les suivantes :

$$A_2 = \left(k - W_1 \frac{\gamma}{\alpha} - W'_2 \mu \right) \frac{\Lambda}{k} (j - z'') = 146,3 (j - z'').$$

Ces deux lieux géométriques sont tracés sur la figure 1, où la droite ss sert d'échelle pour le

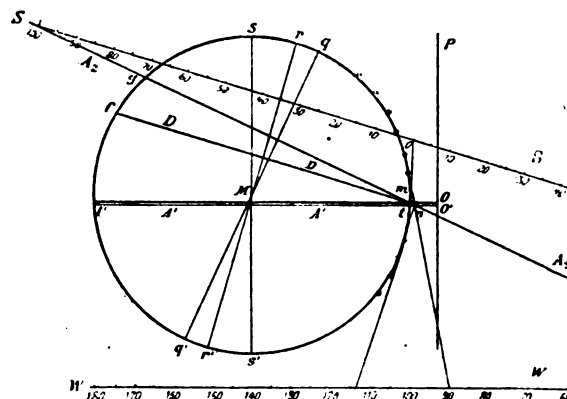


Fig. 1.

glissement et WW d'échelle pour le rendement, d'après la construction donnée par Ossanna.

Au moyen de ces diagrammes, l'auteur a dé-

terminé, pour les mêmes valeurs des glissements que celles indiquées dans le tableau précédent, les valeurs suivantes de l'intensité de courant, du déphasage, de la puissance mécanique et du rendement; les valeurs expérimentales sont indiquées à côté (tableau II).

TABLEAU II

$\frac{n-n_1}{n} \%$	VALEURS TIRÉES DU DIAGRAMME				VALEURS EXPÉRIMENTALES		
	I	$\cos \varphi$	W_m	η	I	$\cos \varphi$	W_m
+ 13,00	49,4	0,793	12,04	0,700	»	»	»
8,62	38,2	850	11,19	782	38,6	0,863	11,51
6,45	31,2	873	9,91	825	31,9	884	10,25
4,92	25,2	880	8,39	855	26,1	892	8,77
3,75	20,4	874	6,89	878	21,0	880	7,13
2,70	15,9	851	5,34	894	15,8	871	5,41
1,75	11,7	774	3,63	894	11,7	778	3,59
— 1,70	11,7	697	4,13	881	12,0	730	4,43
2,50	16,2	786	6,45	879	16,6	787	6,63
3,40	20,4	814	8,56	866	21,0	824	8,98
4,25	25,0	823	10,76	852	26,2	819	11,26
17,20	72,5	463	27,00	865	»	»	»

Les points correspondant aux valeurs expérimentales de l'intensité de courant ont été représentés par de petits cercles sur le diagramme de la figure 1.

Comme on le voit sur le tableau et d'après la figure, presque toutes les valeurs des déphasages déduites du diagramme sont plus grandes que les valeurs trouvées expérimentalement, tandis que les puissances mécaniques sont plus faibles. Quoique les différences ne dépassent pas plus de 1 à 3 %, il semble que le rayon du cercle soit de 2 à 3 % trop petit, ce qui est vérifié par le fait que le courant de court-circuit, dont l'intensité devait être égale à 81 ampères d'après le diagramme, est en réalité de 82,5 ampères. Le courant mesuré directement par un glissement de 50 % est aussi supérieur d'environ 1 % au courant déterminé au moyen du diagramme. Cette différence dans le rayon du cercle doit provenir d'une erreur de 1 à 2 % dans la dispersion totale et d'une erreur de 1 à 2 ‰ dans les mesures de tension.

La concordance des valeurs théoriques et pratiques, telles qu'on les obtient au moyen du diagramme d'Ossanna et par des mesures expéri-

mentales, peut donc être considérée au total comme satisfaisante et est réalisée aussi bien en deçà qu'au delà du synchronisme.

(A suivre.)

B. L.

Calcul des courbes caractéristiques des moteurs-série monophasés (suite) ('). — O.-S. Bragstad et S.-P. Smith. — *The Electrician*, 12 octobre 1906.

b) *Les harmoniques.* — La tension agissante étant supposée sinusoïdale, on doit considérer les bornes de la machine comme en court-circuit par rapport aux harmoniques du courant du moteur, c'est-à-dire que la somme géométrique de toutes les f. é. m. de chaque harmonique doit être nulle dans le moteur lui-même. Évidemment, si les harmoniques du courant ne rencontrent ni résistance ni réactance, il n'y a pas besoin de f. é. m. pour les produire, mais, en réalité, la résistance ohmique et la réactance de dispersion devant être surmontées, il doit y avoir des f. é. m. correspondantes. Celles-ci ne peuvent pas, comme on l'a vu, provenir de l'onde de tension agissante et doivent être induites par l'onde de flux et, puisqu'une courbe de force électromotrice a la même forme que sa courbe de flux, il en résulte que cette dernière ne peut pas être une courbe sinusoïdale pure et doit en différer d'autant plus que l'amplitude des harmoniques du courant est plus grande. On voit ainsi que les harmoniques dans la courbe de courant ne fournissent pas de puissance, puisqu'il n'y a pas d'harmonique correspondant dans la courbe agissant aux bornes; les seuls harmoniques de tension existants sont induits dans le moteur uniquement pour surmonter la résistance et la réactance. Sur la figure 3, la courbe Φ_1 représente l'onde fonda-

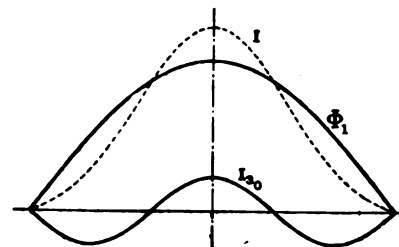


Fig. 3. — Montrant le 3^e harmonique.

mentale de flux, et I est la courbe de courant nécessaire pour produire Φ_1 (trouvée au moyen de la courbe d'aimantation).

(') *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 17 nov. 1906, p. 261.

La courbe I a un harmonique 3 nettement marqué I_3 , et, pour que I_3 puisse exister comme le montre la figure, il est essentiel de supposer qu'il ne rencontre pas d'impédance dans le moteur. Actuellement, le troisième harmonique rencontre de la résistance et de la réactance et, par suite, prend une valeur I_3 . Il doit y avoir alors dans la courbe de flux un troisième harmonique Φ_3 correspondant à l'harmonique I_3 et engendrant le troisième harmonique de f. é. m. nécessaire pour faire circuler I_3 . Le troisième harmonique de flux I_3 doit être déphasé d'environ 180° sur la courbe I_3 :

Si l'on désigne par $\bar{I}_3$, $\bar{I}_3$ et $\bar{\Phi}_3$ les expressions symboliques de I_3 , I_3 et Φ_3 , on peut écrire

$$\bar{\Phi}_3 = k(\bar{I}_3 - \bar{I}_3)$$

la différence entre I_3 et I_3 étant une différence géométrique et k étant une constante qui dépend de la réluctance magnétique de la machine.

Le diagramme pour le troisième harmonique est tracé sur la figure 4, où l'on a pris les longueurs :

$$OA = I_3 \quad \text{et} \quad OB = I_3$$

$$OC = \Phi_3 = k \cdot AB = k(I_3 - I_3)$$

La valeur OC est parallèle à AB.

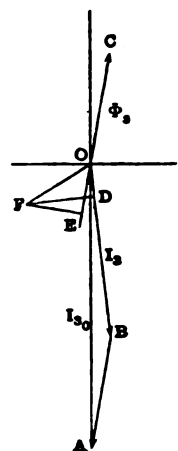


Fig. 4. — Diagramme pour le 3^e harmonique.

La composante de tension absorbée par la résistance est $OD = RI_3$, et celle qui est absorbée par la réactance est $DF = I_3(X_3)$. Le troisième harmonique de tension est la somme géométrique de deux f. é. m. : la f. é. m. dynamique due à la rotation des bobines induites dans le flux Φ_3 et la f. é. m. statique induite par l'action de transformateur du troisième harmonique de flux Φ_3 dans les bobines inductrices. La première est représentée par le vecteur OE, ayant pour valeur :

$$\begin{aligned} OE = E_{r_3} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{P}{a} \frac{n}{60} N \Phi_3 10^{-8} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_r T_r \Phi_3 10^{-8} \text{ volts.} \end{aligned}$$

La seconde est représentée par le vecteur EF :

$$\begin{aligned} EF = E_{s_3} &= 4,44 \cdot 3 C \cdot T_r \cdot \Phi_3 \cdot 10^{-8} \text{ (1)} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} 3 \omega T_r \Phi_3 10^{-8} \text{ volts.} \end{aligned}$$

Si l'on considère comme forces contre-électromotrices les deux dernières composantes de tension OE et EF, et comme f. é. m. absorbées celles qui correspondent à la chute ohmique et à la chute inductive OD et DF, il est évident qu'un moteur série monophasé agit par rapport aux harmoniques comme générateur, ou comme frein court-circuité, lorsque la f. é. m. imprimée est sinusoïdale. A première vue, ce résultat peut paraître surprenant quand on le compare à ce qui se passe dans un moteur série à courant continu qui ne peut pas fonctionner comme générateur en tournant dans le même sens que comme moteur, à moins que le courant soit inversé dans l'induit ou dans les inducteurs. Mais les conditions sont différentes dans les deux cas. Le flux Φ_3 , comme le montre la figure 3, n'est pas en phase avec le courant I_3 , mais est déphasé de 180° environ. En outre ce flux n'est pas proportionnel au courant I_3 , mais, comme on l'a vu, à la différence vectorielle de I_3 et I_3 .

Les composantes de la f. é. m. produite par le flux Φ_3 (E_{s_3} et E_{r_3}) peuvent être écrites sous forme de chutes de tension ohmique et inductive. On a :

$$\begin{aligned} \bar{E}_{r_3} &= -R(\bar{I}_3 - \bar{I}_3) \\ \bar{E}_{s_3} &= -j3X_3(\bar{I}_3 - \bar{I}_3) \end{aligned}$$

ou

$$\begin{aligned} R_3 &= (1/\sqrt{2}) \omega_r T_r k 10^{-8} \\ X_3 &= (1/\sqrt{2}) \omega T_r k 10^{-8}. \end{aligned}$$

$$\text{En posant } \bar{Z}_3 = -\bar{Z}_3(\bar{I}_3 - \bar{I}_3)$$

$$\bar{Z}_3 \bar{I}_3 = (\bar{Z}_3 + \bar{Z}) \bar{I}_3,$$

$$\text{on a :} \quad \bar{I}_3 = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_3 + \bar{Z}} \bar{I}_3.$$

En revenant aux valeurs absolues, on trouve :

$$\begin{aligned} I_3 = I_3 &= \sqrt{\frac{R_3^2 + 9X_3^2}{(R_3 + R)^2 + 9(X_3 + X)^2}} \\ \text{tg } \varphi_3 &= \frac{3(X_3 R - R_3 X)}{R_3(R_3 + R) + 9X_3(X_3 + X)}, \end{aligned}$$

en appelant φ_3 le déphasage entre I_3 et I_3 .

(1) C'est la fréquence du courant d'alimentation.

Les valeurs de R et X peuvent être toutes deux déterminées d'après les courbes d'aimantation et de vitesse du moteur, et sont très faibles en comparaison de R_1 et x_1 , ce qui montre que la phase du troisième harmonique τ_3 ne diffère pas beaucoup de celle de I_3 , obtenue d'après la courbe d'aimantation. Par exemple, si la chute de tension dans la résistance ohmique R est égale à 10 % de la tension $R_1 I$ induite par la rotation dans le champ principal, et si la tension absorbée par la réactance de dispersion X est égale à 10 % de la tension IX_1 induite statiquement dans l'enroulement inducteur par le flux principal, la valeur de I_3 est environ 90 % de celle de I_1 . On peut donc déterminer l'amplitude des harmoniques de courant en soustrayant l'onde fondamentale de courant I_1 de l'onde de courant I .

Les pertes dues à ces harmoniques dévattés ont été examinées et l'on a trouvé (fig. 1.) que, tant que la charge ne dépasse pas considérablement la valeur de pleine charge, ces harmoniques ne sont pas très apparents. Donc, pourvu que l'on ne travaille pas avec des saturations extrêmement élevées, on peut parfaitement supposer que le courant, le flux et la force contre électromotrice ont une forme sinusoïdale quand la tension appliquée est sinusoïdale. Dans ce cas, le diagramme de la figure 2 peut être considéré comme correct tant qu'il s'agit de ces amplitudes.

2° Effets des courants dans les bobines de l'induit court-circuitées par les bobines.

Dans les bobines court-circuitées par les balais, il y a deux f. é. m. induites distinctes. L'une, f. é. m. dynamique, est due à la rotation des bobines dans le champ transversal (dû au courant induit) qui entoure le noyau dans la zone du court-circuit. L'autre, f. é. m. statique, est produite par la pulsation du flux principal du moteur.

La première f. é. m. est analogue à celle qui est produite dans les bobines en court-circuit d'une machine à courant continu : elle a peu d'influence sur les caractéristiques du moteur. Elle est surtout importante au point de vue des étincelles, mais il n'y a pas à en tenir compte car il est possible, ainsi qu'on le verra plus loin, de l'éliminer autant que l'on veut, en employant des enroulements compensateurs ou des pôles de commutation.

L'autre f. é. m., due à l'action statique du flux principal sur les bobines court-circuitées, est déphasée de 90° en arrière du flux principal ou inducteur. Il faut étudier l'influence qu'exercent sur les caractéristiques en charge de la machine des courants de court-circuit produits par cette f. é. m.

Les bobines court-circuitées peuvent être regardées comme le secondaire d'un transformateur dont le primaire est constitué par les bobines inductrices. La f. é. m. induite dans une section en court-circuit a la valeur suivante :

$$E_k = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{b}{\beta} \frac{p}{a} \frac{N}{K} c \Phi 10^{-8} \text{ volts}$$

en appelant b la largeur d'un balai en centimètres, β la largeur d'une lame de collecteur en centimètres, p le nombre de paires de pôles, a le demi-nombre de circuits induits, N le nombre total des conducteurs induits, c la fréquence du courant d'alimentation, Φ la valeur maxima du flux principal par pôle, K le nombre de lames du collecteur.

Le nombre de conducteurs court-circuités dans une section a la valeur suivante :

$$N_k = \frac{b}{\beta} \frac{p}{a} \frac{N}{K}$$

Le nombre des sections court-circuitées est égal au nombre de branches de l'induit $2a$, et le nombre de conducteurs court-circuités par zone neutre ou par circuit magnétique est

$$N_{kz} = (b/\beta)(N/K).$$

L'auteur étudie d'abord la réactance, puis la résistance des bobines court-circuitées, puis il passe à la détermination des courants de court-circuit.

(A suivre.)

R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Sur les lignes à haute tension à poteaux en fer. — L. Kallir. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 21 octobre 1906.

La construction des lignes à haute tension a paru, au début des applications de l'électricité, un problème facile à résoudre, et l'on y a apporté peu d'attention. A l'heure actuelle il n'en est plus ainsi : les simples lignes avec poteaux en bois espacés de 30 à 35 mètres ne suffisent plus : sur les lignes américaines à 60 000 volts,

on adopte généralement entre les fils un écartement de 2 mètres environ ; les isolateurs ont des dimensions considérables, atteignant 35^{cm},5 de hauteur, et leur poids s'élève à 7 kilogrammes : dans de nouvelles lignes même ce poids atteint 11 kilogrammes. La plus courte distance entre le fil et un point quelconque des poteaux est de 40 centimètres. Dans ces conditions, l'emploi de poteaux en bois, devient à peu près impossible, et l'on a dû recourir à l'emploi de poteaux ou de pylônes métalliques. Au point de vue de la solidité, de la durée, des incendies, des longues portées, de la jonction à la terre, etc., les poteaux métalliques offrent de grands avantages.

Pour l'établissement d'une ligne, il faut considérer un certain nombre de grandeurs dont les principales sont les suivantes : la portée a (mètres), la longueur l de fil (mètres), la flèche f (mètres), le poids propre du fil g (kilogrammes par mètre), la section du fil (millimètres carrés), la tension du fil s (kilogrammes par millimètre carré). Entre ces grandeurs, il existe les relations connues :

$$l = a + \frac{8f^2}{3a}; \quad f = \frac{l^2 g}{8sq}.$$

Outre la tension due au poids propre du fil, il y a celle que produit le vent ou une couche de glace. Au lieu de g , il y a lieu de prendre alors pour le calcul de la flèche ($g + p_r$), p_r étant la charge due à la glace ou au verglas par mètre, ou ($g + p_w$), p_w étant la charge due au vent par mètre.

Pour abaisser autant que possible les dépenses relatives aux poteaux, il faut que f et sq aient une faible valeur. D'autre part, a doit être aussi grand que possible, pour que le nombre des poteaux soit minimum. Ces conditions sont opposées.

Le point de départ pour le choix de la flèche et de la tension est toujours le cas où le fil supporte les plus grands efforts, par suite de la formation de glace et de l'action du vent, la température étant à son minimum. Il est évident que la flèche sera d'autant plus grande que la température sera plus élevée et que le coefficient de dilatation du métal employé comme conducteurs est plus grand. Pour le cuivre et l'aluminium, les coefficients de dilatation sont $\alpha = 0,00017$ et $\alpha = 0,000235$. L'aluminium est donc inférieur au cuivre à ce point de vue particulier.

A un autre point de vue, l'aluminium est encore moins avantageux que le cuivre. Par suite du plus grand diamètre, un fil d'aluminium de même résistance qu'un fil de cuivre subit des efforts plus considérables du fait du vent ; en outre, son module d'élasticité est plus faible que celui du cuivre. La différence de flèche qui en résulte est très sensible, particulièrement pour les faibles sections. On peut donner comme exemple les chiffres suivants, relatifs à une portée de 120 mètres :

Fil ou câble de cuivre de. 25 mmq.
Câble d'aluminium de. 42,5 —

A — 25°, avec le vent maximum, les efforts maxima à admettre sont les suivants :

Cuivre. 20 kgr. par mmq.
Aluminium. 6 kgr,5 ou 10 kgr. par mmq.

Comme charge supplémentaire due à la glace on doit compter :

Pour le cuivre. 0 kgr,300 par mètre.
Pour l'aluminium. 0 390 —

Comme charge supplémentaire due au vent, il faut compter sur 125 kilogrammes par mètre carré de surface plane, soit :

Pour le cuivre. 0 kgr,583 par mètre.
Pour l'aluminium. 0 758 —

On trouve, dans ces conditions, les flèches suivantes, pour une charge de 20 kilogrammes pour le cuivre et de 6,5 ou 10 kilogrammes pour l'aluminium :

	CUIVRE	ALUMINIUM	
	POUR 20 KGR.	POUR 6 kgr,5	POUR 10 KGR.
	mm.	mm.	mm.
à — 25°.	1 250	1 770	2 050
à — 25° avec vent..	1 450	4 420	1 150
à + 45°.	2 450	5 573	3 350
à + 45° avec vent..	1 650	2 000	1 450
Verglas à 0°. . . .	2 500	5 100	3 350

On voit que l'aluminium est d'un emploi beaucoup moins avantageux que le cuivre, les flèches étant beaucoup plus grandes. Si l'on adopte comme valeur de la charge maxima les 2/3 de la limite d'élasticité, on trouve pour le cuivre 20 kilogrammes par millimètre carré et pour l'aluminium environ 6 kgr,5 par millimètre carré. Si l'on rapporte les charges admissibles aux charges de rupture absolue, la valeur de 20 kilogrammes admise pour

le cuivre correspond à peu près à la $1/2$ charge de rupture qui, pour du fil de cuivre dur, est de 42 à 43 kilogrammes par millimètre carré. L'aluminium peut présenter une charge de rupture de 18^{kr}.5 par millimètre carré, et au maximum 20 kilogrammes par millimètre carré. La valeur de 10 kilogrammes comme charge maxima admissible correspond donc à celle de 20 kilogrammes pour le cuivre : toutes deux correspondent à un coefficient de sécurité égal à 2.

Il y a lieu d'étudier plus attentivement la charge des fils, dont dépend la charge des poteaux et le calcul de ceux-ci. La charge admissible de 20 kilogrammes par millimètre carré citée plus haut est élevée en comparaison des valeurs admises jusqu'à présent ; cependant on peut établir du fil de cuivre dur portant une charge de rupture de 45 kilogrammes par millimètre carré, dont la limite d'élasticité est de 30 kilogrammes par millimètre carré.

Blackwell a fait une étude très complète sur les matériaux employés dans les lignes à grandes portées. Il a trouvé, pour du fil de cuivre dur de 14^{mm}.3 de section, une charge de rupture de 47 kilogrammes par millimètre carré. La limite d'élasticité était de 30 kilogrammes par millimètre carré environ. Pour les fils plus petits, les chiffres trouvés ont été naturellement plus élevés et il y a tout intérêt à employer, dans les lignes à longues portées, du câble formé de fils de petit diamètre : par exemple, pour une section de 25 millimètres carrés, on a déjà avantage à employer un câble composé de six fils de 2^{mm}.34 de diamètre. Il en est de même pour l'aluminium, à plus forte raison. Avant de torsader ensemble les différents fils d'un même câble, il est bon de les soumettre à une tension préalable, en les chargeant à peu près jusqu'à la limite d'élasticité. Ils prennent alors un allongement permanent et s'allongent moins sous une nouvelle charge. En outre, ce traitement permet de vérifier que le fil est bon. Blackwell indique à ce point de vue les chiffres suivants. Un fil de cuivre de 14^{mm}.3 de section s'est rompu sous une charge de 43 kilogrammes par millimètre carré ; la limite d'élasticité était dépassée à partir d'une charge de 24^{kr}.5 par millimètre carré. Le même échantillon essayé à nouveau a présenté une limite d'élasticité de 38^{kr}.75 par millimètre carré. Des expériences intéressantes ont été faites aussi sur l'influence de la durée de la charge. Un fil peut se rompre sous une charge

inférieure à sa charge de rupture si cette charge agit pendant un temps suffisamment long. Par exemple, au bout de 7 jours et 8 heures, un fil s'est rompu sous une charge de 38 kilogrammes par millimètre carré, alors que sa charge de rupture, pour une charge de courte durée, était de 43 kilogrammes par millimètre carré. Les expériences ont indiqué que le fil de cuivre dur normal peut supporter d'une façon permanente 80 % de sa charge de rupture.

Les câbles torsadés doivent avoir une âme en chanvre, car l'âme centrale se rompt facilement. Ces câbles sont plus élastiques que les fils massifs. Plus est élastique le conducteur employé, plus est faible l'influence des variations de température, sur la tension et sur la flèche. C'est là un avantage important en faveur de l'emploi de câbles plutôt que de fils.

Outre le cuivre et l'aluminium, il faut encore considérer le fer ou l'acier comme conducteurs. Ce métal présente, au point de vue de la charge de rupture et de ses propriétés vis-à-vis de variations de température des avantages considérables. Le coefficient de dilatation a pour valeur 0,0001235, c'est-à-dire est inférieur à celui du cuivre. Le module d'élasticité a pour valeur 1 700 000 ou 1 900 000 pour le fil de fer galvanisé et le fil d'acier, et 1 560 000 pour le câble d'acier. La flèche varie donc beaucoup moins avec un câble en acier qu'avec un câble en cuivre, c'est-à-dire que l'on peut employer des poteaux moins hauts. La conductibilité étant beaucoup plus faible, on ne l'emploie pas en général dans les lignes de transmission.

En ce qui concerne la charge supportée par le fil du fait des influences atmosphériques, on ne peut évidemment faire que des hypothèses. On a à considérer une différence de température d'environ -20° à $+45^{\circ}$ dans nos climats. La charge due au givre ou à la glace est difficile à déterminer. Si l'échauffement des fils, dû au passage du courant, est important, il ne se forme pas de givre sur les conducteurs : même quand l'échauffement est faible, il semble que la formation de glace soit évitée. En Amérique, on compte sur des couches de glace de 1^{cm}.25 à 2 centimètres d'épaisseur. Cette valeur semble trop élevée pour nos climats. On a d'ailleurs peu de renseignements exacts sur ce point. Il serait intéressant de faire des expériences dans cette voie, et, en particulier, de déterminer l'influence

du diamètre du fil ou du câble sur l'épaisseur de la couche formée. Comme base de calcul, on peut compter sur 300 grammes par mètre pour une section de câble de 25 millimètres carrés dans des conditions climatiques telles que celles existant dans les régions centrales de l'Europe.

En ce qui concerne la charge due au vent, les chiffres admis sont très variables. On compte généralement environ 125 à 150 kilogrammes par mètre carré de surface plane: pour les fils, on emploie la formule:

$$p = 0,785 \times 0,12248 d v^2$$

$$= 0,096 d v^2 \text{ kgr. par mètre carré.}$$

Le premier coefficient tient compte dans le calcul de ce que le vent de vitesse v rencontre une surface courbe de largeur d et de longueur l (exprimés en mètres). Plusieurs observations semblent montrer que cette formule, applicable aux fils de gros diamètres, ne l'est plus pour les fils fins et conduit pour ceux-ci à des charges beaucoup trop fortes. Semenza emploie la formule suivante qui donne des valeurs plus faibles:

$$p = 0,003 d v^2 \text{ kgr. par mètre carré.}$$

En 1904, Buck a indiqué les résultats de mesures faites au Niagara sur un câble d'aluminium de 215 mètres de portée. Une plate-forme, érigée au milieu de la portée, permettait de faire des mesures. Par exemple, les jours de vent, on déterminait, au moyen d'un dynamomètre, la force agissant au sommet de la flèche, force qui correspond à la moitié de la pression exercée sur la longueur totale du câble. En même temps, on mesurait avec un anémomètre sur la plate-forme la vitesse du vent agissant sur le câble. Un grand nombre de mesures, faites pour différentes vitesses de vent atteignant 54 kilomètres à l'heure, ont montré que la pression peut être exprimée par la formule:

$$p = 0,0057 d v^2 \text{ kgr. par mètre carré,}$$

d et l étant exprimés en mètres et v en mètres par seconde. Le fait que le coefficient a une valeur plus grande qu'on ne l'admettait précédemment, provient sans doute de ce que les expériences portaient sur un câble torsadé, qui présentait au vent plus de prise qu'un fil uni.

Si l'on emploie l'une ou l'autre formule, on obtient des valeurs maxima pour la pression du vent, qui généralement ne peuvent pas être atteintes pour plusieurs causes, parce que le vent

n'agit pas simultanément avec la force maxima sur toutes les parties du fil. En outre, la direction du vent est en général inclinée sur la direction de la ligne. Dans ces conditions, il se produit rarement une charge aussi forte que la charge calculée. Comme valeur maxima pour la vitesse du vent, on compte en général 30 à 40 mètres par seconde.

Il faut encore déterminer quelles sont les charges supplémentaires qui peuvent agir simultanément. La glace ne se forme qu'à des températures voisines de 0°: on n'a donc pas à envisager en même temps les formations de glace et l'action de la plus basse température. De même, il n'y a pas lieu d'envisager les actions simultanées d'une tempête de vent et de la surcharge due à la glace ou à la neige, car celles-ci ne pourraient pas se déposer sur le fil. Au contraire, une forte tempête peut se produire en même temps que la température minima, quoique dans les statistiques du bureau météorologique de Vienne, cela ne soit jamais arrivé dans les dix dernières années.

Outre ces principes généraux, il faut tenir compte, dans le projet d'établissement d'une ligne, des conditions locales particulières qui peuvent intervenir. En comptant 20 kilogrammes par millimètre carré dans les circonstances les plus défavorables, il semble qu'on ait toute sécurité. Dans ces conditions, pour le fil de 120 mètres de portée et de 25 millimètres carrés de section considéré plus haut, on a des charges sensiblement plus faibles, par exemple de 14^{kg},5 par millimètre carré à la température minima de -25° et de 9 kilogrammes par millimètre carré pour +5° quand il n'y a pas de vent. Dans les conditions normales, le coefficient de sécurité est donc de 5 environ.

(A suivre.)

B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Emploi de l'interrupteur de Wehnelt avec l'excitateur de Righi pour la production d'ondes électriques. — A.-D. Cole. — *The Electrician*, 19 octobre 1906.

Dans une étude précédente sur les ondes électriques produites par un excitateur de Righi et mesurées au moyen d'un thermo-élément de Klemencic, l'auteur a été obligé d'employer un gal-

vanomètre très sensible. Pour la plupart des expériences, il fallait une sensibilité de $4,5 \times 10^{-9}$ dans un galvanomètre de 5 ohms. Une telle sensibilité dans un galvanomètre d'aussi faible résistance oblige à régler l'aimant de façon à produire un champ si faible que le zéro varie fréquemment et que la période d'oscillations est très longue. Il est donc nécessaire, pour ces recherches, d'augmenter l'énergie de la radiation de façon à pouvoir employer un galvanomètre de plus faible sensibilité et de plus courte période.

Les récepteurs du type thermo-électrique étant influencés par l'intégrale de l'énergie reçue, on doit pouvoir obtenir de plus grandes déviations en augmentant la fréquence de l'interrupteur employé avec la bobine d'induction. L'interrupteur de Wehnelt répond tout à fait à ce but, et il suffit d'adapter une circulation d'huile à l'excitateur pour éviter les effets d'échauffement nuisibles. Un galvanomètre de 4,5 ohms ayant une sensibilité de $2,3 \times 10^{-9}$ donne des déviations de 800 millimètres environ sur une échelle située à un mètre de distance. L'aimant était déplacé jusqu'à ce que la sensibilité fût de 4×10^{-8} et la période d'une oscillation complète 2,7 secondes. Le zéro était fixe (même avec des tramways électriques passant au voisinage) : en outre, la diminution de la période permettait de faire des séries de lectures dans un temps restreint.

Des difficultés considérables ont été rencontrées dans l'établissement d'une forme d'interrupteur donnant des résultats constants pendant une heure de fonctionnement continu. Le récipient à acide et l'électrode en plomb peuvent avoir de grandes dimensions pour éviter l'échauffement, mais la petite électrode donne des ennuis. Quand on la constitue par un fil de platine soudé dans le verre, celui-ci se rompt au bout de peu de temps. L'auteur a essayé plusieurs dispositifs avec électrode réglable. Un fil de platine de 1^{mm},4 était placé dans un tube en verre de 3^{mm},5 de diamètre intérieur fermé par un bouchon isolant que le fil dépassait un peu. Le bouchon en caoutchouc ou en ébonite était rapidement détruit. Des bouchons en terre de pipe durèrent encore moins longtemps. L'amiante comprimée et le talc durci durent être rejetés. Finalement, on obtint de bons résultats en employant un disque en ardoise cimenté à l'extrémité du tube et percé d'un trou fin pour laisser passer le fil de platine :

la longueur du fil qui dépassait le bouchon était en général, de 4 millimètres. L'interrupteur de Wehnelt était branché sur du courant alternatif à 110 volts avec une résistance en série. La valeur de cette résistance dépend de la longueur de la pointe active : avec une résistance de 7,1 ohms, une pointe de 2 millimètres donnait les meilleurs résultats ; avec une résistance de 4,4 ohms, une pointe de 10 millimètres était la meilleure. Au total, les meilleurs résultats étaient obtenus avec une pointe de 4 millimètres et une résistance de 5 ohms. Il est important que l'huile circule bien dans l'excitateur de Righi, pour refroidir les électrodes et empêcher les actions irrégulières.

R. V.

Sur la syntonisation des transmetteurs de télégraphie sans fil (fin) (1). — Slaby. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 8 octobre 1906.

II. — Les critiques contiennent en outre une série d'affirmations qui n'ont nullement été prouvées.

1° L'auteur a déjà réfuté précédemment (I, 5) la critique que son dispositif expérimental était défectueux.

2° Wien a indiqué que, dans ses expériences, l'auteur suppose généralement une augmentation de C de la capacité équivalente C' de l'antenne, mais a employé, pour l'accouplement lâche, une augmentation de la self-induction. Cela est inexact ; même lors de l'introduction d'une self-induction L_e supplémentaire, c'est-à-dire non commune, le calcul des deux ondes a été fait avec l'aide de la capacité équivalente.

3° Wien appelle formule de Kirchhoff la formule établie par l'auteur pour la capacité équivalente. Kirchhoff a étudié l'oscillation d'un système fermé en tenant compte de la capacité du fil et est arrivé à la formule

$$x \operatorname{tg} x = l^2 / 4C_p L.$$

La formule de l'auteur est la suivante :

$$C'_d = C_d (\operatorname{tg} x / x)$$

et elle se rapporte à la capacité équivalente d'un fil non fermé. Les deux formules n'ont rien de commun.

4° L'auteur ne trouve pas l'endroit de son étude où la production de l'oscillation supérieure λ_2 est désignée comme « perturbation ». Ses calculs l'indiquent comme le premier harmonique

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 17 nov. 1906, p. 269.

supérieur. Comme il l'a dit, il a pu, dans des conditions expérimentales appropriées, déceler un second harmonique dont l'existence concorde avec les résultats du calcul obtenus avec ses équations. On sait depuis longtemps que les harmoniques supérieurs d'un système ne sont pas rigoureusement dans le rapport 1, 3, 5 avec l'onde fondamentale mais peuvent présenter des valeurs très différentes de ce rapport. Il n'y a donc pas de raison pour que λ_1 et λ_2 ne puissent pas, dans certaines circonstances, avoir des valeurs très voisines, comme l'indique le calcul d'après les formules de l'auteur. Bien qu'il n'en soit pas ainsi dans le cas de circuits de condensateurs fermés accouplés, on peut montrer facilement qu'ici les conditions sont toutes différentes.

5° La formule pour λ_2 a été inexactement reproduite par Wien.

6° Wien indique que l'auteur a introduit l'inégalité $\lambda_2/4 < l$, c'est-à-dire a supposé ce que la théorie devait donner. La théorie de l'auteur se rapporte, comme l'indique son titre, purement et simplement aux transmetteurs de télégraphie sans fil, pour lesquels on a toujours $\lambda_2/4 < \lambda$. Cela n'a pas besoin d'être prouvé, car c'est universellement connu. Le but de l'auteur n'a jamais été d'établir une théorie générale de l'accouplement des circuits oscillants électriques.

7° D'après Wien, la théorie aurait à calculer la différence des longueurs d'ondes. La théorie de l'auteur a un but beaucoup plus utile : la prédétermination des ondes elles-mêmes.

8° Wien s'étend longuement sur la mesure des longueurs d'ondes avec la bobine de multiplication et sur le fait que ces bobines ont été mal étalonnées. Après avoir construit les premières bobines et les avoir étalonnées par le procédé décrit, l'auteur les envoya à Drude, qui trouva une différence d'étalonnage de 3 à 5 %. Pour la bobine presque exclusivement employée dans les mesures relatives à la première partie de l'étude de l'auteur, l'erreur d'étalonnage était de 6 %. L'étalonnage fait ensuite par Gehrecke à l'institut physico-chimique (Reichanstalt) avec des moyens extrêmement précis, montra une erreur de 6,9 %. Wien écrit alors que le chiffre de 6 % indiqué par l'auteur pour les corrections à effectuer sur les résultats des premières mesures doit être remplacé plutôt par le chiffre de 10 % en moyenne. Il considère, pour cela, des bobines

qui n'ont pas été employées dans les mesures en question.

Pour la seconde partie de son étude, l'auteur a employé des bobines tout à fait différentes, bobinées d'une façon très uniforme et étalonnées d'après une méthode particulière décrite par l'auteur, méthode avec laquelle on obtenait des valeurs concordantes avec celles de Drude. Les critiques de Wien n'ont donc aucun fondement et reposent sur une correction qui n'existe que dans l'imagination de son auteur.

9° Finalement, Wien indique que l'auteur a cité les études de Drude et de Rempp sur l'amortissement des circuits oscillants mais ne tire de ces études que les résultats concordant avec les siens. L'auteur a écrit ceci : « Sur ces entrefaites ont paru deux études complètes de Drude et de Rempp sur l'amortissement des circuits oscillants contenant un éclateur, études qui jettent une lumière nouvelle sur les phénomènes en jeu. »

Ainsi, on voit que toutes les affirmations de Wien sont inexactes et reposent sur des hypothèses arbitraires et fausses.

III. — L'auteur pense que ces critiques proviennent de ce qu'il n'a pas cité l'étude de Wien sur « l'emploi de la résonance en télégraphie sans fil ». C'est intentionnellement qu'il n'a pas cité cette étude, parce qu'il la considère comme fausse. Wien y traite en effet les transmetteurs de télégraphie sans fil comme des circuits fermés ; or Drude a montré que les grandeurs C et L que l'on doit considérer comme constantes dans des circuits fermés sont variables dans un circuit ouvert comme un transmetteur de télégraphie sans fil, et dépendent de la longueur d'ondes. Les quelques exemples numériques que développe Wien dans son étude conduiraient à des résultats absurdes si le calcul n'était pas fait avec des valeurs fausses de la self-induction et de la capacité, valeurs différant de 500 % à 600 % des valeurs réelles. R. V.

ÉCLAIRAGE

Sur les étalons de lampes à incandescence et la photométrie. — J. S. Dow. — The Electrician.

Les étalons secondaires de lumière généralement employés se réduisent aux lampes à incandescence étalons et aux lampes à flamme. On considère généralement qu'il est préférable d'employer un étalon à flamme pour les mesures pho-

tométriques relatives à des becs à gaz et une lampe à incandescence étalon pour les mesures relatives aux lampes à incandescence. On sait que les variations dans la puissance lumineuse d'un étalon à flamme et des flammes en général, dues à l'influence de la vapeur d'eau et de la pression barométrique sont considérables, et il est probable que, dans les conditions ordinaires des expériences, l'effet de l'atmosphère viciée de la salle de mesures est très important. Si l'on emploie, pour les mesures photométriques relatives aux becs de gaz, une lampe à incandescence étalon, les conditions d'incertitude portent toutes sur le bec de gaz à photométrer et non sur la lampe électrique, tandis que, si l'on emploie un étalon à gaz, l'influence de la vapeur d'eau affecte en même temps l'étalon et la lampe étudiée. On n'a pas le droit d'admettre que deux types différents de lampe, tels que l'étalon au menthane et le manchon incandescent, soient affectés au même degré. Si l'on cherche à obtenir des résultats exacts, la meilleure méthode est probablement d'employer un manchon incandescent comme étalon provisoire, afin que toute variation atmosphérique affecte de la même façon l'étalon et la lampe essayée.

Si l'on emploie une lampe à incandescence étalon pour les mesures relatives aux lampes à gaz, le réglage de la différence de potentiel avec l'exactitude nécessaire est généralement une difficulté.

De même, il est mauvais d'employer un étalon secondaire à gaz pour les mesures relatives aux lampes à incandescence, car, dans ce cas, toutes les variations atmosphériques affectent l'étalon et non la lampe étudiée. En outre, si la lampe à étudier et la lampe étalon sont branchées en parallèle sur la même source du courant, toute variation de tension agit simultanément sur les deux lampes et il suffit de régler la différence de potentiel à 1 ou 2 % près. Il y a lieu de noter toutefois, que deux lampes à incandescence, même semblables, ne sont pas affectées de la même manière par une variation de la différence de potentiel agissante et que le rapport des puissances lumineuses de ces lampes est affecté par une variation de 5 % sur la différence de potentiel. Par exemple, le tableau I indique les résultats de comparaison de deux lampes de 100 volts et 50 bougies fonctionnant en parallèle sur une différence de potentiel variable.

TABLEAU I

DIFFÉRENCE DE POTENTIEL (Volts.)	RAPPORT DE PUISSANCE LUMINEUSE lampe n° 1/lampe n° 2.
87,4	0,767
91,2	0,778
95,0	0,785

On voit qu'une différence de 1 % dans la différence de potentiel entraîne une erreur d'environ 0,25 % dans la détermination de la puissance lumineuse.

Si l'on compare une lampe Nernst, une lampe au tantale ou une lampe à l'osmium avec une lampe à incandescence étalon fonctionnant en parallèle avec elle sur la même différence de potentiel, le réglage exact de cette différence de potentiel devient beaucoup plus important. En effet, tandis que la puissance lumineuse de la lampe à incandescence ordinaire varie à peu près comme la puissance septième de la différence de potentiel, la puissance lumineuse des lampes au tantale ou à l'osmium varie comme la quatrième puissance environ : quant à la lampe Nernst, sa puissance lumineuse est pratiquement indépendante des variations de différence de potentiel, grâce à la présence d'une résistance en fer.

Le tableau II indique les résultats obtenus dans des expériences comparatives entre une lampe au tantale et une lampe à incandescence étalon, alimentées en parallèle sous la même différence de potentiel.

TABLEAU II

DIFFÉRENCE DE POTENTIEL	RAPPORT DE PUISSANCE LUMINEUSE lampe au tantale/lampe à incandescence.
91,0	0,576
95,0	0,530
97,0	0,505

On voit qu'une variation de 1 % dans la différence de potentiel produit une variation de plus de 2,5 % dans la puissance lumineuse de la lampe au tantale.

On trouve aussi presque toujours que si deux lampes à incandescence — même deux lampes ayant le même type de filament — sont comparées à des distances comprises entre 1 mètre

et 3 mètres, les résultats se modifient quand la distance augmente. Le tableau IV indique les résultats obtenus dans l'étude comparative d'une lampe de 100 volts 8 bougies et d'une lampe de 100 volts 16 bougies ayant toutes deux un filament de la forme ordinaire: les mesures étaient faites à des distances comprises entre 1 et 2^m,5.

TABLEAU III

TYPE DE LAMPES COMPARÉES	DISTANCE ENTRE LES LAMPES	RAPPORT des PUISSANCES LUMINEUSES lampe de 16 b. / lampe de 8 b.
100 volts 8 bougies.	250 cm.	2,38
100 volts 16 bougies.	220	2,37
Robertson	200	2,35
	170	2,33
	140	2,34
	120	2,33
	100	2,32

Quand les lampes sont de types différents, les différences sont beaucoup plus sensibles, ce qui provient sans doute du fait que le centre réel de la source lumineuse coïncide rarement avec l'axe central de la lampe. Les lampes étalon ont un filament en fer à cheval situé tout entier dans un même plan. Dans ce cas, quand le plan du filament est perpendiculaire au banc photométrique, une légère rotation de la lampe autour d'un axe vertical modifie peu la puissance lumineuse.

Quand on emploie une lampe à incandescence étalon pour étudier les variations d'un étalon à flamme, la différence de potentiel doit, évidemment, être exactement connue. Le Dr Fleming a indiqué qu'aucun voltmètre n'était suffisamment exact pour cela, mais il semble néanmoins qu'un voltmètre à miroir, vérifié fréquemment avec un potentiomètre, puisse parfaitement servir

dans ce cas. L'auteur a employé ainsi un voltmètre électrostatique à miroir avec une échelle très ouverte dans le voisinage de 100 volts, et a obtenu des résultats satisfaisants. Une variation de 1 % dans la différence de potentiel en ce point correspondait à une déviation d'environ 1^{cm},25 sur l'échelle, et les étalonnages de cet appareil, faits avec un potentiomètre, ont concordé toujours à 0,1 % près.

La différence de potentiel aux bornes de la lampe-étalon devant être exactement connue, il faut éviter complètement les résistances de contact dans le support de la lampe, particulièrement quand la résistance de cette dernière est faible. Pour cette raison il vaut mieux adopter des douilles à vis que des douilles à baïonnette. A l'institut physico-technique (Reichanstalt), on évite complètement les erreurs dues aux contacts en mesurant l'intensité du courant dans la lampe au lieu de la différence de potentiel aux bornes. Cette méthode offre un autre avantage, c'est que, l'intensité lumineuse croissant comme une puissance moins élevée du courant que de la tension, l'exactitude des mesures n'a pas besoin d'être aussi grande. Il y a encore d'autres avantages dont il va être question.

Toutes les lampes à incandescence présentent plus ou moins l'« effet d'hystérésis » si la différence de potentiel aux bornes de la lampe augmente, puis décroît, le courant et l'intensité lumineuse ne décroissant pas aussitôt. Le tableau IV montre cet effet dans le cas de deux lampes neuves ordinaires de 16 bougies et 100 volts. Ces lampes étaient alimentées à 95 volts, puis la tension était portée à 110 volts pendant trois minutes, et abaissée à nouveau à 95 volts: une autre expérience était faite à 120 puis à 130 et 95 volts dans les mêmes conditions.

L'effet est perceptible même quand les lampes ont été poussées seulement à 110 volts, et l'au-

TABLEAU IV

TYPE DE LAMPE	AVANT SURTENSION 95 VOLTS		APRÈS SURTENSION					
	Courant.	Intensité lumineuse.	A 110 VOLTS pendant 3 minutes.		A 120 VOLTS pendant 3 minutes.		A 130 VOLTS pendant 3 minutes.	
			Courant.	Intensité lumineuse.	Courant.	Intensité lumineuse.	Courant.	Intensité lumineuse.
Sunbeam.	0,535	9,48	0,535	9,53	0,538	9,68	0,542	10,00
Robertson.	0,543	9,70	0,544	9,92	0,545	9,70	0,550	9,97

teur a trouvé généralement qu'en survoltant une lampe de 10 % pendant 10 minutes, on obtient un effet distinct. En règle générale, l'augmentation de puissance lumineuse, à une différence de potentiel donnée, semble due principalement à une diminution temporaire de la résistance de la lampe, et, par suite, à une consommation plus élevée de courant. Mais, dans quelques cas, il semble se produire des différences sensibles dans la puissance lumineuse sans qu'il y ait de différence sensible dans le courant absorbé, ce qui montre que le rendement de la lampe augmente, pour un certain temps, après un survoltage. Si, dans une lampe-étalon, l'on maintient constant le courant au lieu de la différence de potentiel, l'augmentation de puissance lumineuse produite par une légère surcharge est en grande partie évitée ; néanmoins, il est bon que la différence de potentiel aux bornes de la lampe n'excède pas la tension normale prévue.

Généralement, quand on revient en arrière, la lampe tend à retourner graduellement à son état primitif, la durée de cette transformation dépendant de l'importance de la surcharge. Par exemple, deux lampes de 100 volts 50 bougies employées sur une différence de potentiel de 95 volts furent portées accidentellement pendant quelques secondes à une tension beaucoup plus élevée. Un étalonnage, fait immédiatement après, montra que les puissances lumineuses avaient crû de 4,5 % et de 7 %. Pendant un mois, on observa ces lampes, alimentées sous 95 volts, et on constata que l'intensité lumineuse baissait graduellement : au bout du mois, elle était encore de 2,2 % et 4,2 % plus élevée que la puissance lumineuse initiale. Avant ce survoltage, les lampes avaient été employées pendant deux mois sans présenter aucune diminution distincte de puissance lumineuse.

Cette question présente de l'intérêt au point de vue du vieillissement des lampes-étalon avant leur emploi. La puissance lumineuse de la plupart des lampes à incandescence varie très rapidement pendant un temps assez court au début de leur fonctionnement et on a l'habitude de faire fonctionner les lampes-étalon pendant 50 ou 100 heures avant de les mettre en service.

Il y a quelques années, J. I. Morrès a attiré l'attention sur la variation d'intensité lumineuse d'une lampe à incandescence par suite de variation de température de la salle photométrique.

Il a trouvé qu'une variation de température de 9° produit une variation de 1 % dans la puissance lumineuse de la lampe. Il y a lieu de tenir compte de ce fait.

Il semble que les nouvelles lampes à filament métallique permettront de réaliser de bons étalons. La lampe au tantale, par exemple, présente l'avantage que l'intensité lumineuse varie seulement comme la puissance quatrième de la différence de potentiel agissante.

R. R.

Expériences sur le photomètre de Weber.
— K. Satori. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 28 octobre 1906.

L'un des photomètres les plus employés est le photomètre de Weber. L'auteur l'a utilisé, mais a trouvé, dans son emploi, un inconvénient important qu'il croit utile de signaler.

Soient R la distance de la glace opale fixe à la source lumineuse, r la distance de la glace opale mobile à la lampe étalon, et C une constante. On a, pour l'éclat, la relation $H = C(R^2/r^2)$. De cette formule, il résulte que l'on doit trouver le même éclat pour toutes les valeurs de R . En réalité l'éclat trouvé est fonction de la distance de la source lumineuse à la glace opale fixe. Pour étudier ce phénomène, l'auteur a fait une série de mesures dans laquelle il a déterminé les valeurs du rapport R^2/r^2 en fonction de la distance de la glace opale mobile à la lampe étalon. La source lumineuse était une lampe à incandescence de 300 bougies. Les résultats trouvés ont été les suivants :

R	122	172	272	372
R/r	11,50	11,85	12,40	12,65

On voit que, pour des valeurs croissantes de R , la valeur de R/r va en croissant rapidement ; le rapport R^2/r^2 varie encore plus.

L'auteur a employé la formule :

$$H = CR^2/(r - d)^2.$$

Dans le cas dont il s'agit, il a trouvé pour d la valeur — 0^{mm},25. Avec cette correction, on obtient presque exactement une droite (les écarts ont pour valeur maxima 2 %) : on peut ainsi considérer le photomètre comme corrigé.

E. B.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ÉRIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

MÉTHODE PRATIQUE POUR LE CALCUL DES LIGNES A COURANTS ALTERNATIFS PRÉSENTANT DE LA SELF-INDUCTION ET DE LA CAPACITÉ (suite)⁽¹⁾

Exécution pratique des calculs au moyen des fonctions hyperboliques. — La construction exacte de l'épure exige les calculs préalables d'un certain nombre de vecteurs et d'angles. Mais l'exécution pratique de ces calculs comprenant les fonctions circulaires et hyperboliques quand on ne recherche pas un grand nombre de décimales est extrêmement facile à l'aide des tables numériques de M. Hoüel⁽²⁾.

La table XIV de ce recueil, dont nous reproduisons à titre de fac-similé le haut et le bas d'une page (côté du verso) pour en expliquer le maniement, donne à la fois les valeurs numériques des fonctions circulaires et hyperboliques. Le côté recto de chaque feuillet donne les logarithmes correspondants disposés exactement de la même manière; nous ne les reproduisons pas ici.

⁽¹⁾ Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 27 octobre, 3 novembre et 17 novembre 1906, pages 121, 161 et 241.

⁽²⁾ Recueil de formules et de tables numériques. Paris, 1901; Gauthier-Villars, imprimeur.

un chiffre dont l'unité est le *radian* ; pour passer au quadrant, qui a pour longueur $\frac{\pi}{2}$ radian, il faut donc remplacer b par un autre coefficient $b' = \frac{2}{\pi} b$.

Les expressions $b'x$ se trouvent alors rapportées au quadrant et il suffit de chercher le chiffre correspondant dans la troisième colonne de la table pour trouver dans la quatrième et dans la treizième respectivement les sinus et les cosinus correspondants.

Quant aux fonctions hyperboliques, elles ont pour argument ax , et il suffit de chercher le chiffre correspondant dans la première colonne de la table pour trouver ensuite sur la même ligne horizontale les sinus et les cosinus hyperboliques.

La table est à double entrée, comme les tables ordinaires de sinus et de cosinus, c'est-à-dire qu'après être allé jusqu'au bout en se servant des arguments contenus dans la première et la troisième colonnes de gauche, la table se continue en remontant de la dernière page à la première, en prenant les arguments des fonctions hyperboliques dans l'avant-dernière colonne à droite, et les arguments des fonctions circulaires de l'antépénultième colonne, et en attribuant à chaque colonne le rôle indiqué par les deux lignes de titres placées au bas de la page.

Les arguments u vont de 0,0000 à 0,3828 dans la première colonne pour remonter de 0,3828 à 7,149 dans l'avant-dernière colonne. Les arcs qui forment l'argument des fonctions circulaires et qui, comme on l'a dit, sont exprimés en quadrant, vont de 0,000 à 0,500 quadrant dans la troisième colonne de la table, puis remontent de 0,500 à 1 quadrant, dans l'antépénultième colonne. La table est donc pratiquement assez étendue pour toutes les nécessités du calcul des lignes, car les arguments $b'x$ et ax n'atteignent généralement pas l'unité. Dans le cas où $b'x$ dépasserait l'unité, l'arc correspondant serait dans le second quadrant ; il faudrait donc remplacer $b'x$ par $2 - b'x$, conserver le sinus positif, mais donner le signe — au cosinus ; si l'on avait $b'x$ supérieur à 2, on serait dans le troisième quadrant ; il faudrait alors remplacer $b'x$ par $b'x - 2$, chercher les sinus et cosinus dans la table et les faire précéder des deux signes —.

Pour mieux éclaircir la manière de faire les calculs, je donne ci-dessous un exemple complet, qui montrera en même temps comment on arrive rapidement en effectuant les opérations par logarithmes.

La ligne triphasée est formée de 3 câbles toronnés en bronze silicieux de 83 millimètres carrés de section, ayant un diamètre extérieur de 11^{mm},6 correspondant à un rayon $a = 0^{\text{cm}},58$.

Leur écartement est $d = 2^{\text{m}},50$ d'axe en axe et leur hauteur moyenne au-dessus du sol $h = 6$ mètres (le pays traversé étant désert). La résistance de chaque conducteur est

$$r = 0,215 \text{ ohm par kilomètre.}$$

Faute de données certaines sur la perdittance, qui ne joue qu'un rôle assez faible dans l'espèce, nous supposons $g = 0$. Le calcul donne les valeurs suivantes de l et c :

$$l = \frac{2}{10000} \left[\log \text{ nép. } \left(\frac{250}{0,58} \right) + 0,25 \right] = \frac{2}{10000} [6,0662 + 0,25] = 0,0012632$$

$$c = \frac{0,0241}{10^6} \left[\frac{1}{\log \text{ nép. } \left(\frac{250}{0,58} \right)} + \frac{1}{\log \text{ nép. } \frac{1200}{0,58}} \right] \mu\text{F.}$$

$$= \frac{0,0241}{10^6} \left(\frac{1}{6,0662} + \frac{1}{7,6348} \right) = 0,00000007129 \text{ microfarad par kilomètre.}$$

D'où on déduit, dans l'hypothèse de la fréquence 25 périodes par seconde :

$$\omega = 2\pi \times 25 = 157,08$$

$$z = \sqrt{(0,215)^2 + (157,08 \times 0,0012632)^2} = 0,29257 \text{ ohm par kilomètre}$$

$$m = \sqrt{\frac{z}{\omega c}} = \sqrt{\frac{0,29257}{157,08 \times 7129 \times 10^{-9}}} = 511,12$$

$$a = \sqrt{\frac{\omega c (z - \omega l)}{2}} = \sqrt{\frac{157,08 \times 7129 \times 0,09415}{2 \times 10^{-9}}} = 0,000229605$$

$$b = \sqrt{\frac{\omega c (z + \omega l)}{2}} = \sqrt{\frac{157,08 \times 7129 \times 0,49099}{2 \times 10^{-9}}} = 0,000524334$$

$$b' = \frac{2}{\pi} b = 0,000333802$$

$$\log \frac{a}{b} = 1,6413739$$

$$\gamma = 0^{\circ},267 = 23^{\circ} 38' 55'' \\ = 26,7 \text{ grades.}$$

Une fois en possession de ces données, on trace les axes $X'OY'$ tournés à gauche de l'angle γ et les axes $X''OY''$ tournés à droite du même angle $+180^{\circ}$. Puis on passe au calcul des coordonnées des courbes M, N, P, Q, par rapport aux axes X_0OY_0 , $X'OY'$, XOY , $X''OY''$.

Dans l'hypothèse d'une tension d'arrivée $U = 60000$ volts et d'une intensité de courant $I_1 = 100$ ampères, on applique les formules suivantes :

$$\begin{aligned} \text{Coordonnées de M par rapport à } X_0OY_0 \quad \left\{ \begin{array}{l} x = 60000 \cdot \text{coh } ax \cdot \cos bx \\ y = 60000 \cdot \text{sih } ax \cdot \sin bx \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Coordonnées de N par rapport à } X'OY' \quad \left\{ \begin{array}{l} x' = \frac{60000}{511,12} \cdot \text{sih } ax \cdot \cos bx \\ y' = \frac{60000}{511,12} \cdot \text{coh } ax \cdot \sin bx \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Coordonnées de P par rapport à } XOY \quad \left\{ \begin{array}{l} X = 100 \times 511,12 \cdot \text{coh } ax \cdot \cos bx \\ Y = 100 \times 511,12 \cdot \text{sih } ax \cdot \sin bx \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Coordonnées de Q par rapport à } X''OY'' \quad \left\{ \begin{array}{l} X'' = 100 \times 511,12 \cdot \text{sih } ax \cdot \cos bx \\ Y'' = 100 \times 511,12 \cdot \text{coh } ax \cdot \sin bx \end{array} \right. \end{aligned}$$

Le calcul se fait par logarithmes par exemple sous forme des trois tableaux suivants II, III, IV, dont le premier donne les éléments des deux suivants :

TABLEAU II

$$a = 0,000229605$$

$$b' = 0,000333802$$

x	$u = ax$	$b'x$	$\log \sinh ax$	$\log \sin b'x$	$\log \cosh ax$	$\log \cos b'x$	$\log \sinh ax$ $\sin b'x$	$\log \cosh ax$ $\cos b'x$	$\log \sinh ax$ $\cos b'x$	$\log \cosh ax$ $\sin b'x$
km.		quadrants.								
200	0,045921	0,066760	2,6618	1,0198	0,0005	1,9976	3,6816	1,9981	2,6594	1,0203
400	0,091842	0,133521	2,9637	1,3184	0,0018	1,9904	2,2821	1,9922	2,9541	1,3202
600	0,137763	0,200281	1,1405	1,4906	0,0041	1,9781	2,6311	1,9822	1,1186	1,4947
700	0,160723	0,233661	1,2079	1,5549	0,0056	1,9701	2,7628	1,9757	1,1780	1,5605
800	0,183684	0,267041	1,2665	1,6098	0,0072	1,9606	2,8763	1,9678	1,2271	1,6170
900	0,206644	0,300422	1,3184	1,6576	0,0092	1,9497	2,9760	1,9589	1,2681	1,6668
1 000	0,229605	0,333802	1,3645	1,6996	0,0114	1,9374	1,0641	1,9488	1,3019	1,7110

TABLEAU III

x	$\log \frac{60\,000 \times \cos ax}{\cos b'x} = \log X$	$\log \frac{60\,000 \times \sin ax}{\sin b'x} = \log Y$	$\log \frac{60\,000}{m} \times \sin ax$ $\cos b'x = \log x'$	$\log \frac{60\,000}{m} \times \cos ax$ $\sin b'x = \log y'$	COORDONNÉES DE M		COORDONNÉES DE N	
					x	y	x'	y'
km.					volts.	volts.	ampères.	ampères.
200	4,7762	2,4597	0,7290	1,0899	59.740	288,240	5,3586	12,300
400	4,7703	3,0602	1,0237	1,3898	58.930	1 148,8	10,562	24,540
600	4,7603	3,4092	1,1882	1,5643	57.590	2 566,0	15,426	36,674
700	4,7538	3,5409	1,2476	1,6301	56.735	3 475,0	17,687	42,673
800	4,7459	3,6544	1,2967	1,6866	55.713	4 513,0	19,804	48,600
900	4,7370	3,7541	1,3377	1,7364	54.583	5 677,5	21,765	54,507
1 000	4,7269	3,8422	1,3715	1,7806	53.328	6 954,4	23,526	60,347

TABLEAU IV

x	$\log 100 \times \cos ax$ $\cos b'x = \log X$	$\log 100 \times \sin ax$ $\sin b'x = \log Y$	$\log m \times 100 \sin ax$ $\cos b'x = \log X'$	$\log m \times 100 \cos ax$ $\sin b'x = \log Y'$	COORDONNÉES DE P		COORDONNÉES DE Q	
					X	Y	X'	Y'
km.					ampères.	ampères.	volts.	volts.
200	1,9981	1,6816	3,3679	3,7288	99,95	0,480	2 333,20	5 356,0
400	1,9922	0,2821	3,6626	4,0287	98,23	1,915	4 599,00	10 684,0
600	1,9822	0,6311	3,8271	4,2032	96,00	4,277	6 716,60	15 968,0
700	1,9757	0,7628	3,8865	4,2690	94,57	5,793	7 701,00	18 580,0
800	1,9678	0,8763	3,9356	4,3255	92,87	7,522	8 623,00	21 162,0
900	1,9589	0,9760	3,9766	4,3753	90,98	9,464	9 476,00	23 733,0
1 000	1,9488	1,0641	4,0104	4,4195	88,89	11,592	10 244,00	26 275,0

A l'aide de ces coordonnées on trace les courbes de M, N, P, Q sans décalage φ_1 ; puis on décale à volonté les axes des courbes P et Q seules; par exemple on a tracé sur l'épure le cas de $\varphi_1 = 37^\circ = 41,1$ grades qui correspond approximativement à $\cos \varphi_1 = 0,80$.

Le tracé des tensions et courants résultants s'effectue comme on l'a dit plus haut, et on déduit les résultats indiqués ci-dessus pour le même exemple (p. 323).

Je ne saurais trop recommander d'employer pour ces épures la notation décimale des angles en centièmes de quadrant ou en grades (que permettent justement d'appliquer les tables de Houël) et de les construire à l'aide d'un rapporteur ainsi divisé.

Ces instruments et les tables des fonctions circulaires en grades sont employés par le service géographique de l'armée depuis déjà longtemps avec grand avantage; leur emploi est ici aussi tout indiqué.

Étude graphique des variations du régime au départ de la ligne en fonction des variations du régime à l'arrivée. — Les épures exactes et détaillées que nous avons obtenues ci-dessus par l'emploi d'axes auxiliaires permettent de déterminer la répartition des régimes le long d'une ligne par des constructions graphiques. Mais, en général, on ne demande qu'à connaître les tensions et les courants aux deux extrémités de cette ligne, et l'on peut alors se dispenser de tracer les courbes complètes faisant connaître toute la répartition des potentiels et des courants entre ces points; le cas le plus simple est celui où l'on suppose que la tension d'utilisation à l'arrivée U_1 est maintenue constante. Dans ces conditions la solution se simplifie et on peut représenter plus commodément les variations du régime au départ en fonction du régime à l'arrivée. On établira simplement la figure 7 en déterminant les vecteurs U_0 (tension à vide), J_0 (courant de charge), I_0 (courant de débit), V_0 (chute de tension

correspondante) à l'extrémité de départ, en fonction du débit I_1 et de la tension O_1 à l'extrémité d'arrivée; dans ce but on tracera les vecteurs $U_1 = OX_1$, et $U_0 = OM$ une fois pour toutes et on joindra les extrémités des vecteurs U_1 et U_0 par une ligne oblique MX_1 , parallèlement à laquelle on tracera tout un réseau de lignes permettant d'établir la concordance entre d'autres valeurs de U_0 et d'autres valeurs de U_1 , mesurées respectivement sur les axes OX_0 et OX_1 . L'échelle des tensions sera portée sur OX_0 en volts. Puis on détermine le vecteur ON égal au courant de charge J_0 normal correspondant à la valeur normale (OM) de U_1 et par conséquent à la valeur OX_0 de U_0 qu'on obtiendrait dans la marche à vide après avoir ramené U_1 à la même valeur⁽¹⁾; si U_1 devient différent de sa valeur normale OX_0 , J_0 devra être simplement modifié proportionnellement, ce que l'on peut effectuer graphiquement au moyen du réseau de lignes tracé sur la figure 7 parallèlement à MN .

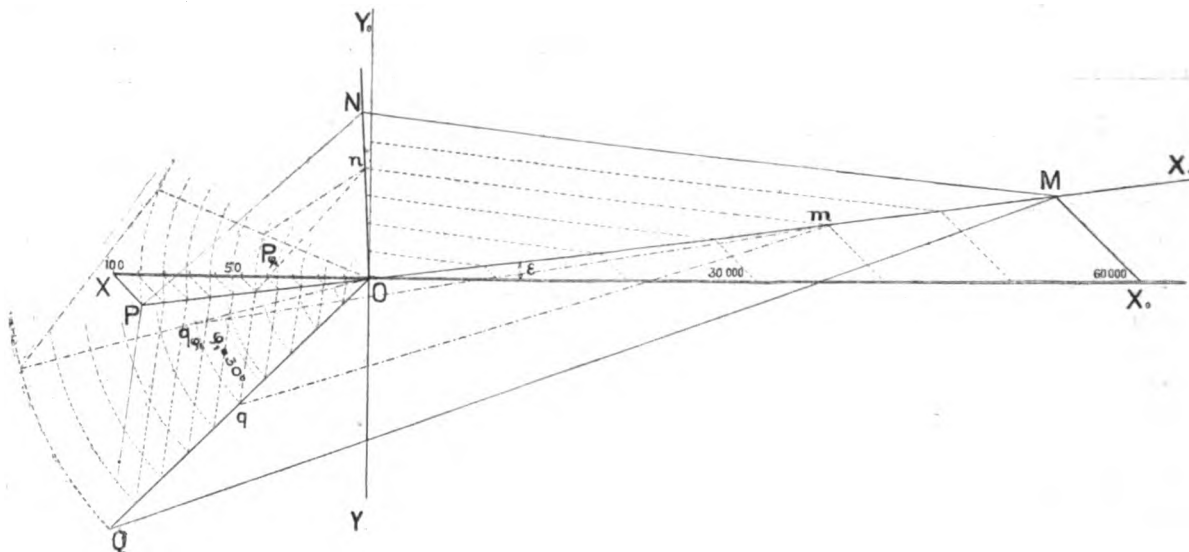


Fig. 7.

D'autre part, on trace dans la partie gauche de la figure, au moyen des valeurs des vecteurs OQ , N et des angles ψ et ξ calculés plus haut: $OP = I_0$, $OQ = V_0$ qui représentent l'effet produit au départ par le courant I_1 débité normalement au cas où il n'y a pas de décalage entre U_1 et I_1 ; les valeurs de I_1 sont lues sur une échelle des courants convenablement divisée, portée à gauche sur la direction OX . Pour chaque valeur de I_1 , les vecteurs I_0 et V_0 qui demeurent proportionnels à ce courant s'obtiennent au moyen des réseaux tracés parallèlement à XP et PQ et correspondant aux divisions de l'échelle OX . Enfin pour pouvoir déplacer facilement en phase les courants de débit I_1 et les chutes V_0 , on trace autour de O des cercles concentriques passant par les divers points p de l'échelle des courants OP , et d'autres cercles passant par les divers points correspondants q de l'échelle déterminée sur OQ .

Une fois l'épure ainsi complétée, si l'on désire connaître la tension et le courant au départ, pour une tension quelconque à l'arrivée, 40000 volts par exemple, et un courant I_1 quelconque, soit 50 ampères, non déphasé, il suffira de mener par les points 40000 et 50 des échelles respectives des volts et des ampères des parallèles à MX_0 et PX , ce qui détermine

(1) Nous ne tenons pas compte ici de la self-induction des machines génératrices; nous compléterons plus loin la solution pour la faire intervenir.

les points m et p , puis de tracer le polygone $mqqnm$; semblables à $MPQN$ les vecteurs mq et pn représentent la tension et le courant au départ. De même si le courant est décalé d'un angle φ_1 plus ou moins important (soit par exemple $\varphi_1 = 30^\circ$) on fera tourner de cet angle les vecteurs Oq , Op , par rapport à leurs premières positions Oq , Op ; le polygone des échelles OQP sera ainsi remplacé par le polygone $\varphi_1 p_1$ tracé en traits mixtes; sur ces échelles déplacées mq_{φ_1} mesurera la tension au départ et np_{φ_1} le courant correspondant⁽¹⁾.

On voit que l'épure permet de déterminer instantanément tous les changements qu'entraîne dans le régime de départ une modification donnée (et supposée réalisée par un réglage convenable) du régime à l'arrivée.

Pour faire la détermination inverse en cas de variation de la tension U_0 , il faut opérer à peu près de la même manière, mais en traçant une figure semblable à celle d'abord réalisée. Si on se donne au contraire la tension U_0 fixe et qu'on fasse varier la résistance ou la réactance des organes d'utilisation à l'arrivée, il faut d'abord se donner pour la tension d'arrivée une valeur U_1 arbitraire et en déduire I_1 , puis construire l'épure comme ci-dessus; on obtient une tension U'_0 différente de celle qui est U_0 imposée, mais il n'y a plus qu'à réduire les lignes de toute la figure (ou plus simplement réduire les chiffres correspondants) dans le rapport $\frac{U_0}{U'_0}$.

Si la tension d'arrivée U_1 est maintenue constante, la tension à vide de la ligne en cas de disparition brusque de la charge à l'extrémité de celle-ci s'obtiendra en prenant avec le compas la longueur $q_e M$ et la portant sur l'axe OX_0 à partir du point O . On en déduit aussitôt, par une ligne oblique parallèle à MX_0 , la longueur qui, sur l'axe OX_1 , représente la tension d'arrivée correspondante supérieure à la tension normale.

La disposition du graphique ainsi tracé, qui est le plus avantageux, diffère un peu de la construction ordinaire, que j'ai donnée en 1894⁽²⁾, pour les lignes présentant seulement de la résistance et de la self-induction. Pour le ramener, si on le désire, au même type, il suffit de disposer les vecteurs des tensions un peu différemment comme l'indique la figure 8: on trace comme plus haut le triangle initial OMX_0 qui relie dans la marche à vide les deux tensions extrêmes U_0 et U_1 ; puis on trace à partir de M un segment $MC = V_0$ faisant avec OM l'angle ξ calculé plus haut et égal à la chute de tension produite par le courant I_1 calculée aussi plus haut. La ligne OC représente la tension résultante, obtenue sans l'emploi d'aucun axe auxiliaire.

Cette épure se prête aussi à la représentation et à l'évaluation de la tension en charge pour d'autres valeurs quelconques de l'intensité et du décalage du courant débité à l'arrivée: il suffit, pour en rendre l'emploi très facile, de tracer à partir de M un axe $MC_0 = V_0$ correspondant au cas où il n'y a pas de décalage de courant à l'arrivée et où l'intensité du courant a sa valeur normale I_1 ; puis autour de M comme centre, on trace des cercles concentriques ayant pour rayons des fractions de OC_0 proportionnellement à des fractions du courant normal I_1 et mesurées sur l'échelle portée suivant cette direction fixe MC_0 , qui peut être même graduée en ampères. Pour une valeur donnée du courant effectif, 70 ampères par exemple, et du décalage φ_1 sous lequel il est débité, par exemple $\varphi_1 = C_0 MC_1$, on trouvera ainsi un point représentatif G et la tension résultante OG . Un réseau de cercles tracés de O comme centre par les différents points de l'échelle OC_0 et un réseau de lignes obliques tracé

(1) L'angle φ_1 correspondant à un décalage en arrière du courant I_1 sur la tension U_1 , doit être porté dans le sens des aiguilles d'une montre.

(2) *Eclairage Electrique*, 1894, loc. cit.

$$\sin bx = bx - \frac{(bx)^3}{1 \cdot 2 \cdot 3} + \frac{(bx)^5}{1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 5} - \dots$$

$$\cos bx = 1 - \frac{(bx)^2}{1 \cdot 2} + \frac{(bx)^4}{1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4} - \dots$$

$$\sinh ax = ax + \frac{(ax)^3}{1 \cdot 2 \cdot 3} + \frac{(ax)^5}{1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 5} + \dots$$

$$\cosh ax = 1 + \frac{(ax)^2}{1 \cdot 2} + \frac{(ax)^4}{1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 4} + \dots$$

1° *Expressions approchées des longueurs des vecteurs en fonction de x .* — Si on substitue ces développements en série dans les expressions des amplitudes des 4 vecteurs considérés plus haut, on obtient les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} U_x &= U_1 \sqrt{\frac{\cosh 2ax + \cos 2bx}{2}} = U_1 \sqrt{1 + \frac{(2ax)^2}{2 \times 2} + \frac{(2ax)^4}{24 \times 2} \dots + 1 - \frac{(2bx)^2}{2 \times 2} + \frac{(2bx)^4}{24 \times 2} \dots} \\ &= U_1 \sqrt{1 + (a^2 - b^2)x^2 + \frac{a^4 + b^4}{3}x^4 + \dots} \\ &= U_1 \sqrt{1 + (a^2 - b^2)x^2 + \frac{(a^2 - b^2)^2 + 2a^2b^2}{3}x^4 + \dots} \\ &= U_1 \sqrt{1 - (\omega l \omega c - gr)x^2 + \frac{(\omega l \omega c - gr)^2 + (r \omega c + \omega l g)^2}{3}x^4} \\ &= U_1 \sqrt{1 - (\omega l \omega c - gr)x^2 + \frac{(g^2 + \omega^2 c^2)z^2}{3}x^4} \end{aligned}$$

ou sensiblement

$$= U_1 \left[1 - \frac{\omega l \omega c - gr}{2}x^2 + \frac{(g^2 + \omega^2 c^2)z^2}{6}x^4 - \frac{(\omega l \omega c - gr)^2}{8}x^4 \right].$$

Pour $g = 0$ cette valeur se réduit à $U_1 \left[1 - (\omega l \omega c)x^2 + \left(\frac{\omega^2 c^2 z^2}{6} - \frac{\omega^4 l^2 c^2}{8} \right)x^4 \right]$.

Ou pour $\omega c = 0$, elle devient $U_1 \left(1 + \frac{gr}{2}x^2 - \frac{g^2 r^2}{8}x^4 \right)$.

De même le courant de court-circuit

$$\begin{aligned} J_x &= I_1 \sqrt{\frac{\cosh 2ax + \cos 2bx}{2}} \\ &= I_1 \sqrt{1 - (\omega l \omega c - gr)x^2 + \frac{(\omega l \omega c - gr)^2 + (r \omega c + \omega l g)^2}{3}x^4} \end{aligned}$$

D'autre part on a pour le courant à vide

$$\begin{aligned} I_x &= \frac{U_1}{m} \sqrt{\frac{\cosh 2ax - \cos 2bx}{2}} \\ &= U_1 \sqrt{\frac{g^2 + \omega^2 c^2}{a^2 + b^2}} \sqrt{(a^2 + b^2)x^2 + \frac{a^4 - b^4}{3}x^4 + \frac{4(a^6 + b^6)}{90}x^6} \\ &= U_1 \sqrt{g^2 + \omega^2 c^2} \sqrt{x^2 + \frac{a^2 - b^2}{3}x^4 + \dots} \\ &= U_1 x \sqrt{g^2 + \omega^2 c^2} \sqrt{1 - \frac{b^2 - a^2}{3}x^2 + \dots} \end{aligned}$$

ou, en substituant le vecteur de $b^2 - a^2$,

$$\begin{aligned} &= U_1 x \sqrt{(g^2 + \omega^2 c^2) \left(1 - \frac{\omega l \omega c - g r}{3} x^2\right)} \\ &= U_1 x \sqrt{g^2 + \omega^2 c^2} \left(1 - \frac{\omega l \omega c - g r}{6} x^2 + \dots\right). \end{aligned}$$

Cette expression se réduit, si $g = 0$, à

$$U_1 \omega c x \left(1 - \frac{\omega l \omega c}{6} x^2\right)$$

ou, si $\omega c = 0$, elle se réduit à

$$U_1 g x \left(1 + \frac{g r}{6} x^2\right).$$

De même la force électromotrice de réaction

$$\begin{aligned} V_r &= m I_1 \sqrt{\frac{\cosh 2ax - \cos 2bx}{2}} = I_1 x \frac{a^2 + b^2}{\sqrt{g^2 + \omega^2 c^2}} \sqrt{\left(1 - \frac{b^2 - a^2}{3} x^2 \dots\right)} \\ &= z x I_1 \left(1 - \frac{\omega l \omega c - g r}{6} x^2 + \dots\right). \end{aligned}$$

On trouve de même les valeurs des projections intéressantes des différents vecteurs, en s'arrêtant par exemple aux termes en $(ax)^4$, $(bx)^4$ et $(abx)^4$.

2° *Projection du vecteur de la tension à vide sur $X_0 Y_0$.* — On obtient en projetant sur les axes OX_0 , OY_0 :

$$\left\{ \begin{aligned} x_0 &= U_1 \cosh ax \cos bx = U_1 \left(1 + \frac{(ax)^2}{2} + \frac{(ax)^4}{24}\right) \left(1 - \frac{(bx)^2}{2} + \frac{(bx)^4}{24}\right) \\ &= U_1 \left[1 + \frac{a^2 - b^2}{2} x^2 + \frac{a^4 + b^4 - 6a^2 b^2}{24} x^4 + \dots\right] \\ &= U_1 \left(1 - \frac{\omega l \omega c - g r}{2} x^2 + \dots\right) \\ y_0 &= U_1 \sinh ax \sin bx = U_1 \left[ax + \frac{(ax)^3}{6} + \dots\right] \left[bx - \frac{(bx)^3}{6} + \dots\right] \\ &= U_1 \left(abx^2 + ab \frac{a^2 - b^2}{6} x^4 + \dots\right) \\ &= U_1 \frac{\omega c r + \omega l g}{2} x^2 \left(1 - \frac{\omega l \omega c - g r}{6} x^2 \dots\right) \end{aligned} \right.$$

d'où sensiblement

$$x_1 = \frac{y_0}{x^0} = \frac{\omega c r + \omega l g}{2} x^2 \left(1 + \frac{\omega l \omega c - g r}{3} x^2 - \dots\right)$$

Autrement dit pour avoir la tension à vide au départ, il faut ajouter à la tension à vide à l'arrivée U_1 un petit vecteur correctif ayant pour projections horizontale (en phase avec U_1) et verticale respectivement dans l'ordre d'approximation pratique, qui ne dépasse pas le terme en x^4 :

$$\frac{a^2 - b^2}{2} x^2 U_1, \quad \text{et} \quad abx^2 U_1$$

Dans le cas où la perte le long de la ligne est nulle ($g=0$), ces expressions sont, d'après les valeurs de a et b , égales respectivement à

$$x_0 - U_1 = \frac{\omega^2 l c x^2}{2}; \quad y_0 = \frac{\omega c r x^2}{2} U_1$$

3° *Projections du vecteur du courant à vide sur les axes $X_0 O Y_0$.* — On a comme plus haut :

$$X'_0 = \frac{U_1}{m} [\sinh ax \cos bx \cos \gamma - \cosh ax \sin bx \sin \gamma]$$

$$\begin{aligned} X'_0 &= \frac{U_1}{m} ax \left(1 + \frac{(ax)^2}{6} + \dots \right) \left(1 - \frac{(bx)^2}{2} + \dots \right) \cos \gamma - \left(1 + \frac{(ax)^2}{2} \right) bx \left(1 - \frac{(bx)^2}{6} \right) \sin \gamma \\ &= \frac{U_1}{m} \left\{ \begin{aligned} &ax \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 - \frac{(bx)^2}{3} + \dots \right) \frac{ag + \omega cb}{\sqrt{(a^2 + b^2)(g^2 + \omega^2 c^2)}} \\ &- bx \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 + \frac{(ax)^2}{3} + \dots \right) \frac{a\omega c - bg}{\sqrt{(a^2 + b^2)(g^2 + \omega^2 c^2)}} \end{aligned} \right\} \\ &= \frac{U_1}{m} \left\{ \begin{aligned} &\frac{a^2 gx + \omega cb ax}{\sqrt{(a^2 + b^2)(g^2 + \omega^2 c^2)}} \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 - \frac{(bx)^2}{3} + \dots \right) \\ &+ \frac{b^2 gx - \omega cb ax}{\sqrt{(a^2 + b^2)(g^2 + \omega^2 c^2)}} \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 + \frac{(ax)^2}{3} + \dots \right) \end{aligned} \right\} \\ &= \frac{U_1}{m} \sqrt{\frac{(a^2 + b^2)}{g^2 + \omega^2 c^2}} \left[gx \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 \right) - \frac{\omega cb ax^3}{3} \right] \\ &= U_1 gx \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 \right) - \frac{\omega cb ax^3}{3} \\ &= U_1 gx \left[1 - \frac{\omega^2 l c - gr}{6} x^2 - \frac{\omega c x^3}{6g} (r\omega c + \omega l g) \right] \end{aligned}$$

qui se réduit à gx si on néglige les termes en x^3 .

Dans le cas de $g=0$, l'expression se réduit à

$$- U_1 \frac{\omega cb ax^3}{3} = - U_1 \omega c x \left[\frac{\omega c r x^2}{6} \right]$$

qui se réduit à zéro si on néglige les termes en x^3 .

De même

$$\begin{aligned} Y'_0 &= \frac{U_1}{m} \left\{ \begin{aligned} &ax \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 - \frac{(bx)^2}{3} + \dots \right) \frac{a\omega c - bg}{\sqrt{(a^2 + b^2)(g^2 + \omega^2 c^2)}} \\ &+ bx \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 + \frac{(ax)^2}{3} + \dots \right) \frac{ag + \omega cb}{\sqrt{(a^2 + b^2)(g^2 + \omega^2 c^2)}} \end{aligned} \right\} \\ &= \frac{U_1}{m} \left\{ \begin{aligned} &\frac{\omega c x (a^2 + b^2)}{\sqrt{(a^2 + b^2)(g^2 + \omega^2 c^2)}} \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 \right) \\ &+ \frac{ab x^3 (a^2 + b^2) g}{3 \sqrt{(a^2 + b^2)(g^2 + \omega^2 c^2)}} \end{aligned} \right\} \\ &= U_1 \left[\omega c x \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 \right) + \frac{gab x^3}{3} \right] \\ &= U_1 \left\{ \omega c x \left[1 - \frac{\omega l \omega c - gr}{6} x^2 \right] + \frac{gx^3}{6} (r\omega c + \omega l g) \right\} \end{aligned}$$

$$= U_{\omega c x} \left[1 - \frac{(\omega l \omega c - gr)}{6} x^2 + \frac{g(r \omega c + \omega l g)}{6 \omega c} x^2 \right] \\ U_1 \left[\omega c x + \frac{g(r \omega c + \omega l g)}{6} + \frac{\omega c (gr - \omega l \omega c)}{6} x^3 \right]$$

qui se réduit à $\frac{U_1 \omega l g^2}{6} x^3$ si on néglige les termes en ωc .

Dans le cas de $g = 0$, l'expression se réduit à

$$U_1 \left[\omega c x - \frac{\omega l \omega^2 c^2}{6} x^3 \right] = U \omega c x \left[1 - \frac{\omega l \omega c x^2}{6} \right]$$

qui se réduit à $U \omega c x$ si on néglige les termes en x^3 .

4° *Vecteur du courant de débit.* — Les expressions étant les mêmes que pour la tension à vide, au facteur constant près (I au lieu de U), on peut écrire immédiatement les projections sur les axes OX et OY .

$$x = I_1 \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{2} x^2 + \dots \right); \quad y = I_1 (abx^2 + \dots)$$

et dans le cas de $g = 0$

$$x = I_1 \left(1 - \frac{\omega c \cdot \omega l x^2}{2} \right); \quad y = \frac{\omega c r x^2}{2} I_1.$$

5° *Projections de la chute de tension V_x sur le vecteur du courant d'arrivée I_1 et sur la direction perpendiculaire (axes XOY).* — Ces projections sont importantes pour comparer les valeurs de la réaction à celles qu'on obtiendrait en l'absence de la capacité répartie. On opère comme pour les projections sur $X_0 O Y_0$ du vecteur du courant à vide; la seule différence c'est que l'angle γ est remplacé par $-\gamma$, ce qui change le signe de $\sin \gamma$.

On a donc pour les projections de V_x :

$$X = m I_1 [\sinh ax \cos bx \cos \gamma + \cosh ax \sin bx \sin \gamma] \\ Y = m I_1 [-\sinh ax \cos bx \sin \gamma + \cosh ax \sin bx \cos \gamma].$$

D'où en développant

$$X = \frac{I_1}{g^2 + \omega^2 c^2} \left\{ ax \left[1 + \frac{a^2 x^2}{6} - \frac{b^2 x^2}{2} + \dots \right] (ag + \omega cb) + bx \left[1 + \frac{a^2 x^2}{2} - \frac{b^2 x^2}{6} + \dots \right] (\omega ca - bg) \right. \\ \left. = \frac{I_1}{g^2 + \omega^2 c^2} \left\{ [(a^2 - b^2)g + 2\omega cba] \left(x + \frac{a^2 - b^2}{6} x^3 \right) + 2\omega cba \frac{a^2 - b^2}{6} - \frac{4a^2 b^2}{6} g x^3 \right\} \right.$$

et en substituant les valeurs de a et b

$$= \frac{I_1}{g^2 + \omega^2 c^2} \left\{ \begin{aligned} & [-g(\omega l \omega c - gr) + \omega c(\omega cr + \omega l g)] \left(x - \frac{\omega l \omega c - gr}{6} x^3 \right) \\ & - \frac{gr^3}{6} (r \omega c + \omega l g)^2 - \frac{\omega c(r \omega c + \omega l g)(\omega l \omega c - gr)}{6} x^3 \end{aligned} \right. \\ = r x I_1 \left\{ 1 - \left(\frac{\omega l \omega c - gr}{6} \right) x^2 - \frac{\omega l}{6r} (\omega cr + \omega l g) x^2 \right\} \\ = r x I_1 \left(1 - \frac{2\omega l \omega cr - \omega^2 l^2 g + g^2 r^2}{6r} x^2 \right) = r x I_1 \left[1 - \frac{b^2 - a^2}{6} x^2 - \frac{\omega l}{6r} (2ab) x^2 \right]$$

expression qui pour $g = 0$, se réduit à

$$= r x I_1 \left(1 - \frac{\omega l \omega c}{3} x^2 \right),$$

ou qui pour $\omega c = 0$ se réduit à

$$= r x l_1 \left[1 + \left(\frac{gr}{6} - \frac{g\omega^2 l^2}{6r} \right) x^2 \right] = r x l_1 \left[1 + \frac{gr}{6} \left(1 - \frac{\omega^2 l^2}{r^2} \right) x^2 \right].$$

On trouve de même

$$\begin{aligned} Y &= \frac{I_1}{g^2 + \omega^2 c^2} \left\{ ax \left[1 + \frac{a^2 x^2}{2} - \frac{b^2 x^2}{6} \dots \right] (bg - a\omega c) + bx \left[1 + \frac{a^2 x^2}{2} - \frac{b^2 x^2}{6} \dots \right] (ag + \omega cb) \right\} \\ &= \frac{I_1}{g^2 + \omega^2 c^2} \left\{ [2abg + \omega c(b^2 - a^2)] x + \frac{2abg(a^2 - b^2) - (a^2 + b^2)^2 \omega c}{6} x^3 \right\} \\ &= \frac{I_1}{g^2 + \omega^2 c^2} \left\{ [2abg + \omega c(b^2 - a^2)] \left(1 + \frac{a^2 - b^2}{6} x^2 \right) + \frac{4\omega c a^2 b^2}{6} x^3 \right. \\ &\quad \left. + \frac{2abg}{6} (a^2 - b^2) x^3 \right\} \end{aligned}$$

ou en substituant les valeurs de a et b

$$\begin{aligned} &\omega l x l_1 \left[1 - \frac{b^2 - a^2}{6} x^2 + \frac{2abr}{6\omega l} x^2 \right] \\ &= \omega l x l_1 \left[1 - \frac{\omega l \omega c - gr}{6} x^2 + \frac{r(r\omega c + \omega l g)}{6\omega l} x^2 \right] \\ &= \omega l x l_1 \left(1 - \frac{(\omega^2 l^2 - r^2)\omega c - 2\omega l g r}{\omega l} \right). \end{aligned}$$

Cette expression se réduit, pour $g = 0$, à

$$\omega l_1 x \left[1 - \frac{\omega l \omega c}{6} x^2 + \frac{\omega c r^2}{6\omega l} x^2 \right] = \omega l_1 x \left[1 - \frac{\omega l \omega c}{6} x^2 \left(1 - \frac{r^2}{\omega^2 l^2} \right) \right]$$

ou, pour $\omega c = 0$, à

$$\omega l_1 x \left[1 + \frac{gr}{3} x^2 \right].$$

A. BLONDEL.

NOUVEAU DÉTECTEUR D'ONDES HERTZIENNES SYSTÈME DE FOREST

Un nouveau récepteur de télégraphie sans fil, l'*Audion*, a été récemment inventé par M. L. de Forest. Cet appareil repose sur un principe tout à fait nouveau et présente une grande sensibilité : c'est pourquoi il nous a paru intéressant de le décrire en détail, ainsi que les recherches qui ont donné lieu à sa réalisation (1).

L'inventeur faisait, pendant une nuit, des expériences sur le détecteur électrolytique et était éclairé par un bec Auer lorsqu'il constata que, quand la bobine de Ruhmkorff de l'oscillateur était en fonctionnement, la lumière produite par le bec Auer diminuait d'une façon notable. En réglant convenablement l'admission de gaz dans le brûleur, il put obtenir une extinction complète de la lumière quand la bobine fonctionnait. Un autre réglage permet-

(1) M. de Forest a fait, sur ce sujet, une communication à l'*American Institute of Electrical Engineers*, le 20 octobre 1906.

taut, au contraire, d'obtenir une augmentation de lumière. Après quelques recherches, on put mettre en évidence que les fluctuations de la flamme du gaz provenaient des vibrations de l'air provoquées par l'oscillateur.

L'idée vint alors à M. de Forest que la flamme, extrêmement sensible aux vibrations sonores et calorifiques, pourrait peut-être être utilisée pour déceler les ondes hertziennes et constituer un récepteur infiniment plus délicat que tout arrangement de particules solides ou liquides.

Les expériences montrèrent que la conductibilité du manchon incandescent est extrêmement faible pour toutes les tensions employées pratiquement dans un circuit récepteur de télégraphie sans fil. En trempant le manchon dans une solution de sodium ou de potassium et en le séchant, on put, au moyen d'une douzaine de piles sèches, faire passer un faible courant à travers la flamme, en employant deux électrodes de platine et un récepteur téléphonique, et observer un faible effet des ondes hertziennes. D'autres expériences furent faites avec un brûleur Bunsen et d'autres formes de flamme. Dans la flamme du gaz de houille, la portion lumineuse extérieure est électrisée positivement et la portion intérieure négativement. Pour rendre ces flammes suffisamment conductrices, on y ajoutait des sels de métaux alcalins. Les plus conducteurs sont les sels de caesium, de potassium et de sodium : ils étaient injectés dans la flamme sous forme de solution, ou bien on les plaçait dans une petite coupe de platine introduite dans la partie lumineuse de la flamme et formant la cathode du circuit du téléphone. Un fil ou un disque de platine, placé à 2 millimètres au-dessus de cette coupe, servait d'anode. L'antenne et la prise de terre, ou les deux extrémités du circuit oscillant récepteur, étaient connectées à ces électrodes de platine. Une différence de potentiel comprise entre 6 et 18 volts et fournie par des piles sèches suffisait pour produire un courant de plusieurs milliampères à travers la flamme colorée.

Cette forme primitive de détecteur est remarquablement sensible aux faibles oscillations de grande fréquence. Le son entendu dans le téléphone reproduit exactement celui de l'étincelle du transmetteur. On observe que l'augmentation de courant avec la différence de potentiel ne suit pas la loi d'Ohm et qu'il existe une valeur de saturation. Au-dessous de cette valeur, le courant ne croît pas avec la différence de potentiel, et n'augmente que quand celle-ci est suffisante pour que le champ ionise lui-même le gaz, c'est-à-dire quand la vitesse imprimée par le champ aux ions négatifs est suffisante pour séparer les molécules gazeuses en ions positifs et ions négatifs.

La conduction dans les flammes dans les conditions indiquées est due principalement aux ions négatifs engendrés, qui existent surtout au voisinage de la cathode métallique. Il est nécessaire que la vapeur alcaline vienne en contact avec le métal incandescent. L'augmentation de conductibilité d'une flamme due à l'addition d'un sel peut atteindre plusieurs fois 100 % et est due, non à la présence d'atomes métalliques dans la flamme elle-même, mais à l'augmentation d'ionisation produite par le sel aux électrodes, et particulièrement à la cathode.

La vitesse des ions négatifs dans les flammes à la pression atmosphérique augmente rapidement avec la température. Ainsi, à 2000°, la vitesse est à peu près 40 fois plus grande qu'à 1000°. A 1000°, le rapport des vitesses des ions négatifs et des ions positifs a pour valeur 26/7. A 2000°, la vitesse de l'ion négatif dans la flamme est d'environ 1000 centimètres par seconde pour un gradient de potentiel de un volt par centimètre. Si l'on suppose la vitesse moyenne d'un corpuscule négatif proportionnelle à la force électrique, cette vitesse, pour une chute de tension de 10 volts comme celle employée dans les expériences de L. de Forest est suffisante pour que la distance comprise entre le corps incandescent et l'anode

en platine soit franchie pendant la durée d'une demi-période des oscillations hertziennes employées.

Par suite de l'ionisation du gaz à proximité du métal incandescent et de la vitesse des ions négatifs supérieure à celle des ions positifs, il doit se produire, même en l'absence d'une f. é. m. supplémentaire, un courant notable dans un fil reliant les deux électrodes. Lorsque des oscillations hertziennes traversent les gaz chauds, elles agissent sur le mouvement des ions ou sur la vitesse de recombinaison des ions positifs et négatifs, et influent ainsi sur la valeur du courant dans le fil. Un téléphone intercalé dans le circuit permet donc de déceler l'action des ondes. On obtient évidemment des résultats plus marqués en faisant agir la différence de potentiel produite par 6 à 20 piles sèches dont le pôle positif est relié à l'électrode la plus froide et le pôle négatif à l'électrode la plus chaude. Les dimensions des électrodes et leur forme ont peu d'importance : l'inventeur emploie une cathode de 1 centimètre de longueur et de 2 millimètres de largeur portant le sel de potassium, et, comme anode, un fil fin de platine placé parallèlement à une distance de 2 à 10 millimètres. La température des électrodes joue un rôle important. Au rouge, il y a émission de corpuscules positifs ; au blanc il y a émission de corpuscules positifs et négatifs, ces derniers prédominant. L'électrode contenant le sel doit toujours être incandescente pour qu'il y ait excès d'ions négatifs. La valeur de la différence de potentiel agissante détermine la sensibilité du récepteur. Il semble que la sensibilité maxima soit atteinte lorsque la valeur du courant est voisine de la valeur de saturation, c'est-à-dire à proximité du coude de la courbe du courant produit dans la flamme par la différence de potentiel agissante. Dans ces conditions, la sensibilité de l'appareil est du même ordre que celle du détecteur électrolytique.

L'inventeur a étudié aussi ces phénomènes dans les gaz chauds d'un arc électrique : un circuit contenant un téléphone était relié au charbon positif et à une troisième électrode, en platine ou en charbon, introduite dans l'arc. L'action des ondes hertziennes pouvait être décelée comme avec le détecteur à flamme, mais le téléphone faisait entendre des crachements incessants, dus probablement à l'oxydation des charbons dans l'air. Bien que l'ionisation intense produite par la chaleur de l'arc rende celui-ci extrêmement sensible aux moindres variations locales, cette forme de détecteur d'ondes ne semble pas d'un emploi pratique possible en télégraphie sans fil.

Après ces expériences, M. de Forest, considérant que, dans le vide, les gaz s'ionisent plus facilement aux faibles températures et sont dans des conditions de mobilité et de sensibilité beaucoup plus marquées, entreprit des essais sur les gaz ionisés au voisinage d'un filament incandescent.

Elster et Geitel ont étudié l'ionisation produite par des métaux incandescents : ils employaient des récipients vides d'air contenant une plaque de platine isolée au-dessous de laquelle était tendu un fil de platine porté à l'incandescence par un courant électrique. Quand le fil est rouge, la plaque prend une charge positive ; quand la température du fil augmente, la plaque prend une charge négative, dont la valeur absolue croît avec la température.

Les gaz dissociés par la chaleur, tels que les vapeurs d'iodures, bromures, chlorures, fournissent beaucoup plus d'ions que les autres : parmi les métaux, le sodium et le potassium présentent la meilleure conductibilité dans les conditions dont il s'agit. L'auteur a employé des filaments de carbone recouverts de composés de potassium. L'électrisation produite au voisinage d'un fil incandescent est un phénomène compliqué qui dépend de la température et de la nature du filament, de la nature et de la pression du gaz, des forces électriques et magnétiques qui influent sur l'appareil, et aussi de la forme et de la surface de la plaque ou des plaques ainsi que de la distance du filament.

Si la plaque métallique est connectée par un fil extérieur à l'extrémité $+$ du filament chaud, il se produit à travers le gaz un courant allant de la plaque au filament et passant principalement par la portion du filament voisine de l'extrémité négative. Si la résistance du filament de la lampe et le voltage de cette lampe sont élevés, le courant ainsi produit à travers le gaz peut atteindre une valeur très élevée.

Une batterie de 3 à 18 piles sèches est connectée entre l'extrémité positive du filament et la plaque de platine, celle-ci étant reliée au pôle positif de la batterie. Le courant de saturation croît rapidement avec l'intensité du courant qui traverse le filament pour l'échauffer. La vitesse de décharge de l'électricité négative du carbone incandescent est supérieure à celle obtenue avec le platine, tandis que la vitesse obtenue avec le tantale ou avec les autres nouveaux filaments métalliques surpasse celle que donne le carbone. Thomson a indiqué que l'équation liant le courant de saturation à la température est : $I = A\theta^{1/2}e^{-b/\theta}$, θ étant la température absolue, a et b des constantes.

À 2000°, l'émission provenant d'un fil de platine placé dans un vide poussé s'élève à 0,1 ampère par centimètre carré de surface chaude. Pour le carbone, ce courant peut avoir une intensité de plusieurs ampères par centimètre carré de surface. Dans l'*Audion*, l'intensité de ce courant est généralement comprise entre 1 et 5 milliampères. Thomson a montré que, dans un tube à vide du genre de celui employé par l'inventeur, la valeur du rapport e/m pour les supports de l'électricité est la même que pour les supports de l'électricité négative dans les rayons cathodiques. En fait, les phénomènes présentés par l'*Audion* sont semblables ceux d'un tube de Crookes⁽¹⁾. Dans des lampes sphériques où le disque anodique était relié

au filament, l'inventeur a obtenu, avec 22 volts seulement, un faisceau bleu-blanc de lumière allant de la cathode du filament à l'anode. En approchant un aimant puissant, on peut concentrer et dévier ce faisceau : une forte augmentation de courant dans le téléphone accompagne la formation de ce faisceau, et il se produit un son intense quand on approche un aimant.

Dans la forme d'*Audion* représentée par la figure 1, l'inventeur emploie deux feuilles de platine parallèles au plan du filament en boucle et disposées à 2 millimètres environ de part et d'autre de celui-ci. Ces feuilles sont rapidement recouvertes d'un dépôt provenant du filament, particulièrement dans les parties opposées à la moitié négative du filament. Elles deviennent très chaudes à cette faible distance, mais pas suffisamment pour prendre part à l'ionisation du gaz. Convenablement intercalé dans le circuit oscillant relié à l'antenne, l'*Audion* est extrêmement sensible comme détecteur d'ondes et, lorsque le courant de chauffage et la différence de potentiel de la batterie B sont convenablement réglés, il donne dans le télé-

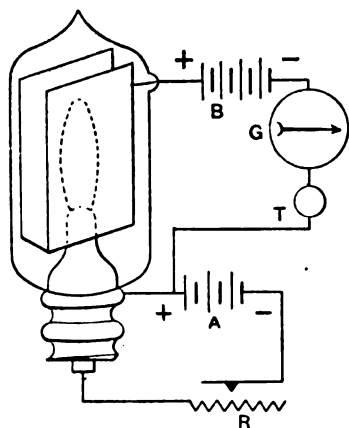


Fig. 1.

⁽¹⁾ M. Brandès a signalé (*E. T. Z.*, 1^{er} novembre 1906) qu'en employant un tube à vide avec un cathode de Wehnelt recouverte d'oxydes incandescents (ces tubes ont été décrits dans *L'Éclairage Électrique*, 19 août 1905, page 264; 13 janvier 1906, page 64 et 17 février 1906, page 260), il avait obtenu, vis-à-vis des ondes électriques, les mêmes résultats que ceux observés avec un détecteur électrolytique. Il y a une grande analogie, au point de vue physique, entre ce tube de Wehnelt et l'*Audion*. Il semble que l'action de ces appareils (ainsi que celle du détecteur électrolytique) repose en grande partie sur leur propriété de soupape électrique due à la dissymétrie des électrodes. Nous rappelons également que le *Pr Fleming* emploie, pour redresser les courants de grande fréquence, une soupape électrique absolument semblable à l'*Audion*; cette soupape est formée d'un filament incandescent placé dans le vide et entouré d'un cylindre métallique (*Éclairage Électrique*, 24 juin 1905, page 465).

phone un son beaucoup plus intense que tout autre détecteur d'ondes soumis aux mêmes oscillations. En outre il est moins sensible aux perturbations atmosphériques ou statiques qui sont très fortement amorties ou apériodiques. L'auteur a trouvé que l'action de l'appareil semble dépendre beaucoup plus de la somme totale d'énergie apportée par un train d'ondes complet que de la première impulsion maxima de ce train d'ondes.

L'Audion permet, de lui-même, une sélection relative des signaux. Le réglage du courant de chauffage et de la différence de potentiel entre les feuilles et le filament, ou de la distance entre celles-ci, détermine l'accord de l'appareil sur un train d'ondes déterminé. Le facteur déterminant pour l'accord est non seulement la fréquence des oscillations électriques, mais aussi la fréquence de l'étincelle, ou les différentes causes qui influent sur la quantité totale d'énergie reçue. Par exemple, pour une différence de potentiel de 12 volts agissant sur l'Audion, il répondra nettement au transmetteur A, et, pour une différence de potentiel de 10 volts, il répondra exclusivement au transmetteur B, quoique ces deux transmetteurs aient à peu près la même puissance et la même longueur d'ondes, mais parce qu'ils diffèrent considérablement au point de vue de la fréquence des étincelles.

Il n'est pas nécessaire de relier l'anode de l'appareil à l'extrémité du circuit oscillant. Comme le montre la figure 2, cette extrémité peut être reliée à une armature métallique entourant le verre de l'ampoule et formant un condensateur avec le filament ou le gaz conducteur du tube. La cathode du filament est reliée à la terre. Avec ce montage, le son émis par le téléphone est fortement modifié et il est souvent beaucoup plus facile de le distinguer des sons produits par les perturbations statiques. Cette disposition a été trouvée très bonne en pratique. L'Audion peut même être placé entre les deux plaques d'un condensateur à air faisant partie du circuit oscillant : dans ce cas, un tube plat est plus commode. On peut aussi faire passer les oscillations électriques dans une bobine de fil entourant le tube (fig. 3) ou dans une bobine plate placée contre le tube et ayant son axe perpendiculaire au filament. Les ions sont alors influencés par le champ magnétique.

L'Audion offre l'avantage de ne pas présenter de fatigue après un emploi prolongé. En outre il n'exige pas de dispositifs de protection, et ne souffre pas de l'action d'une impulsion très violente, tandis que la sensibilité du détecteur électrolytique est complètement détruite dans ces conditions.

Pour étudier les relations entre la sensibilité et la distance, la surface, etc. des électrodes, l'inventeur a employé comme anode un petit godet contenant du mercure : on peut ménager dans la paroi du tube plusieurs de ces godets situés à différentes distances du filament. Très fréquemment, on a obtenu avec cet appareil deux maxima de sensibilité pour le même

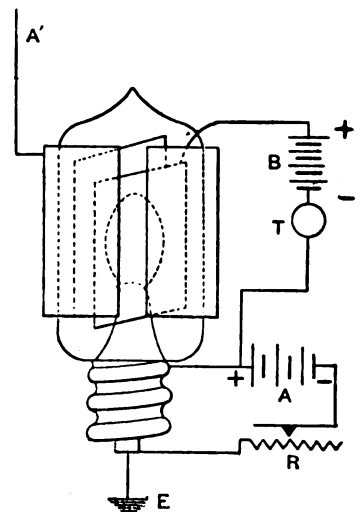


Fig. 2.

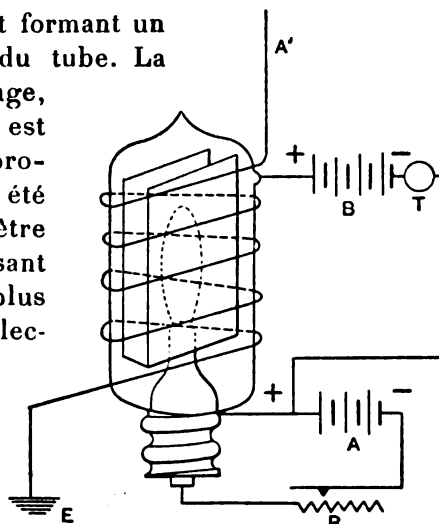


Fig. 3.

...

transmetteur, le courant de chauffage du filament restant invariable : un maximum correspondant à $B = 12$ volts et l'autre à $B = 18$ volts. La sensibilité est maxima quand la surface de mercure est aussi voisine que possible du filament. Quand une goutte roulait hors du godet, l'anode présentant une nouvelle surface, il fallait quelque temps, une demi-seconde environ, avant que la sensibilité fût à nouveau atteinte. Cette forme de tube à mercure était particulièrement sensible à l'influence d'un champ magnétique. Le voltage optimum ou critique de B diminuait quand on chauffait pendant quelque temps le tube, comme si la vapeur de mercure chauffée agissait pour augmenter la conductibilité du gaz. Quand on emploie une large surface anodique, le courant de chauffage nécessaire pour obtenir une sensibilité donnée doit avoir une intensité plus faible que quand on emploie une surface anodique plus petite. L'auteur a substitué au filament un arc au mercure, mais le téléphone faisait entendre des sons continuels.

Dans un tube dont les deux anodes étaient munies de charnières et portaient de petits disques de fer permettant de les déplacer au moyen d'un aimant, l'inventeur a trouvé que la sensibilité pour une grande longueur d'ondes est plus élevée quand la distance est aussi grande que possible : pour une longueur d'ondes moitié moins grande que la précédente, la sensibilité était nettement meilleure quand les surfaces anodiques étaient plus près du filament. Les qualités du tube semblent être liées surtout au réglage de la distance entre l'anode et la cathode. Plusieurs faits conduisent à supposer que le degré de sensibilité dépend de la relation entre le produit de la vitesse des ions par la distance entre les électrodes, et la période ou la demi-période des oscillations reçues.

La façon dont l'Audion doit être placé dans le circuit oscillant, ainsi que d'autres considérations, montre que c'est plutôt un détecteur influencé par la tension qu'un détecteur influencé par le courant.

En ce qui concerne la température à laquelle doit être porté le filament pour que l'appareil présente le maximum de sensibilité, sa valeur est voisine de celle de l'éclat normal du filament, ou légèrement inférieure. La durée d'utilisation d'un Audion est donc du même ordre que celle d'une lampe à incandescence ayant même nature de filament et même voltage.

Les filaments ont été recouverts de métaux alcalins ou de sels, ou bien on a introduit dans les tubes des vapeurs de ceux-ci : ces expériences ont donné de bons résultats. L'emploi de composés radioactifs a donné de maigres résultats, bien que Swinton ait montré qu'une couche de radium déposée sur une cathode facilite la décharge quand la cathode est chauffée au rouge. L'ionisation spontanée, telle que celle produite par les rayons X, n'augmente pas le courant local.

On peut signaler que le nouveau détecteur d'ondes doit être établi avec un soin scrupuleux ; la moindre trace d'impuretés dans le gaz ou la présence de traces d'humidité amènent des différences très considérables dans le fonctionnement du tube.

D'après ce qui précède, on voit que la nouvelle invention de M. de Forest présente un grand intérêt aussi bien au point de vue de la télégraphie sans fil qu'au point de vue général de la Physique. Les phénomènes nouveaux et curieux que présente le fonctionnement de cet appareil, phénomènes basés sur les propriétés de gaz ionisés et sur l'action des forces électriques, ne manqueront pas d'attirer l'attention d'un grand nombre de savants et feront, sans doute, l'objet d'études fort intéressantes.

R. DE VALBREUZE.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Étude bolométrique sur l'énergie des rayons X. — E. Angerer. — *Drudes Annalen*, novembre 1906.

Les bolomètres employés consistaient, comme ceux de Rutherford et de Leininger, en une bande de platine de 0^{mm},03 d'épaisseur, 5 millimètres de largeur et 2^m,5 de longueur portée par un petit cadre en mica ayant pour dimensions 100 × 96 millimètres carrés. Au milieu du cadre était disposé un tube capillaire à parois minces perpendiculaire au sens d'enroulement et séparant les tours intérieurs des tours extérieurs. Les cadres prêts à être employés étaient placés sur un support en ébonite ; chaque bolomètre présentait aux rayons une surface de 84^{cm},4. Quatre bolomètres étant montés en série et connectés de façon à former un pont de Wheatstone. Pour protéger de la radiation les deux derniers bolomètres, on les enfermait, pendant la première partie de ces expériences, dans un coffret en plomb. Les résistances des bolomètres avaient les valeurs suivantes :

Bolomètre A :	1,90 ohms
— B :	1,83 —
— C :	1,83 —
— D :	1,88 —

Pour protéger ces appareils autant que possible des actions extérieures, on les entourait de trois coffrets en tôle de fer placés les uns dans les autres et isolés les uns des autres par de l'ouate : chacun de ces coffrets était relié individuellement à la terre. Pour permettre l'entrée des rayons X, on avait ménagé dans ces coffrets des fenêtres en tôle d'aluminium de 0^{mm},03 et 0^{mm},2 d'épaisseur. Un fil résistant avec contact mobile complétait le pont de Wheatstone et permettait d'assurer l'équilibre. Le galvanomètre avait deux bobines de 6,1 et 5,8 ohms de résistance. Pour une résistance intérieure de 2,9 ohms (montage en parallèle) et pour une période d'oscillations simples de 5 secondes du système magnétique astatique, l'appareil avait une sensibilité de 2.10⁻¹⁰ ampère par division de l'échelle. La distance de celle-ci au miroir était de

2^m,60. Deux résistances de 500 000 et 14 000 ohms en graphite, et deux résistances de 450 et de 35 ohms en fil de nickeline protégeaient le galvanomètre. Le tube de Crookes était alimenté par une bobine d'induction et son degré de vide était réglable. La bobine était placée très loin du galvanomètre.

Les expériences faites avec ce dispositif sensible indiquèrent d'une façon certaine une action importante des rayons X sur les bolomètres. L'étude qualitative et quantitative faite par l'auteur conduit aux conclusions suivantes :

1° La chaleur résultant de l'absorption des rayons X peut être nettement décelée ;

2° La déviation du galvanomètre produite par l'échauffement d'une branche du pont de Wheatstone au moyen de rayons X peut être compensée, et par suite mesurée, par l'échauffement de la branche correspondante obtenue au moyen d'un courant alternatif de chauffage ;

3° L'énergie des rayons X émis croît beaucoup plus vite que l'énergie du courant primaire de la bobine d'induction. La valeur maxima de la radiation fut observée pour un courant primaire de 4,15 ampères sous 110 volts. La réduction de l'énergie des rayons X observée dans ces conditions à la radiation hémisphérique émanant de l'anticathode et à une seule décharge donne 0,5 mg.-calorie ;

4° De l'énergie électrique totale dépensée dans le tube à décharge, 0,2 % sont convertis en énergie de rayons X ;

5° La quantité d'électricité produite par des rayons X dans le tube de Dorn-Curie est proportionnelle à l'énergie de ces rayons X mesurée par la méthode bolométrique ;

6° Pour une rupture du courant primaire, l'anticathode émet souvent la radiation X en deux intervalles, séparés par un intervalle de temps mesurable. La durée totale d'émission a été évaluée à 5 × 10⁻⁴ seconde ;

7° Le travail maximum des rayons X observé calculé d'après 3° et 6° s'élève à 0,26 g.-cal. par seconde.

B. L.

Écran pour rayons Röntgen. — Danneberg. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 1^{er} novembre 1906.

Un nouveau sulfure de zinc préparé par la fabrique Buchler permet de réaliser d'excellents écrans pour rayons Röntgen. Cet écran possède non seulement les propriétés d'un écran au platino-cyanure de baryum, mais encore il présente une phosphorescence très nette. L'image persiste encore pendant cinq minutes après cessation de l'action des rayons, pour un éclairage d'une minute. La luminescence résiduelle peut être supprimée par l'action des rayons calorifiques d'une lampe à incandescence. D'après les expériences de l'auteur, un écran préparé avec ce sulfure de zinc, dont le prix est le quart de celui d'un écran au platino-cyanure de baryum, présente sur ce dernier de nombreux avantages.

B. L.

Sur une radiation secondaire produite par des rayons Röntgen très mous. — W. Seitz. — *Physikalische Zeitschrift*, 15 octobre 1906.

Si, dans la paroi en verre d'un tube de Röntgen de faibles dimensions, on introduit une petite fenêtre en aluminium mince, on peut même avec de faibles tensions de décharge, 400 volts par exemple, produire des rayons Röntgen qui ne traversent pas le verre mais peuvent traverser les feuilles d'aluminium. Les rayons mous ne diffèrent que quantitativement et non qualitativement de ceux produits sous de plus fortes tensions de décharge. L'auteur a étudié si ces rayons produisent une radiation secondaire lorsqu'ils frappent un corps solide, et quelle est la nature de cette radiation secondaire.

Dans ces expériences, la fenêtre d'aluminium avait 0^{cm},0005 d'épaisseur : contre le tube était disposée une chambre d'observation également vide d'air, dans laquelle pénétraient les rayons après avoir traversé la feuille d'aluminium : aucun rayon lumineux ne pouvait pénétrer dans cette chambre d'observation. Les rayons tombaient sur une feuille de platine inclinée où ils produisaient une radiation secondaire ; une pellicule sensible recevait ces rayons secondaires et était disposée de façon à n'être certainement pas impressionnée par les rayons directs. La source de courant qui alimentait le tube était une dynamo à courant continu jusqu'à 3 800 volts, et

une machine à influence à 20 plateaux au delà de 3 800 volts.

L'activité photographique des rayons secondaires produits par des tensions comprises entre 1 200 et 3 000 volts est assez faible, et une durée d'exposition de 1/2 ou 1 heure est nécessaire.

Après avoir ainsi prouvé l'existence d'une radiation secondaire, l'auteur a étudié la nature de cette radiation. Si l'on admet qu'il s'agit d'électrons dont la vitesse est plus faible ou tout au moins n'est pas plus grande que celle des rayons cathodiques primaires dans le tube de Röntgen, la radiation doit être empêchée si l'on charge la plaque réfléchissante à un potentiel égal, par rapport à la pellicule et à toute l'enveloppe métallique, à la différence de potentiel entre la cathode et l'anticathode du tube. On isola soigneusement la plaque réfléchissante et on la chargea à ce potentiel, en poussant le vide assez bas pour qu'aucune décharge ne pût passer. Dans ces conditions, on constata que le noircissement de la pellicule n'était pas sensiblement affaibli. Par suite, les rayons secondaires sont ou bien des électrons ayant une plus grande vitesse que les rayons cathodiques primaires, ou bien des rayons Röntgen.

Pour élucider ce point, on eut recours à l'action d'un champ magnétique. Deux diaphragmes de 0^{mm},5 de diamètre interposés sur le trajet des rayons secondaires laissaient passer un mince faisceau de rayons qui agissait seul sur la pellicule sensible ; une durée d'exposition de 24 heures était nécessaire pour obtenir une tache très nette. Un champ magnétique assez homogène, perpendiculaire au faisceau des rayons secondaires, agissait sur ceux-ci. On laissait les rayons impressionner la pellicule pendant 24 heures, puis on inversait la direction du champ magnétique, et on attendait 24 heures. La tension de décharge était maintenue constante entre 2 500 et 3 000 volts. On ne constata, sur la tache obtenue, aucune déviation ni aucune dissymétrie : cette tache était parfaitement circulaire. Dans ces conditions, on voit que les rayons secondaires produits sont, tout au moins en majeure partie, des rayons Röntgen. Ceux-ci sont encore plus mous que tous ceux que l'on a observés jusqu'ici, car une feuille extrêmement mince d'aluminium suffit pour les absorber fortement.

Il ne faut pas conclure de ce qui précède que

la radiation secondaire consiste uniquement en rayons Röntgen. Il est vraisemblable qu'elle comprend aussi des électrons de vitesses très différentes qui, par suite de la forte dispersion subie dans le champ magnétique, ne sont plus capables de donner sur la pellicule sensible une image visible.

L'expérience suivante a prouvé que la radiation secondaire comprenait aussi des électrons. Le tube était muni d'une fenêtre d'aluminium de 1 centimètre carré de surface soutenue par des nervures en laiton pour empêcher sa pénétration dans le tube sous l'effet de la pression atmosphérique. En face de cette fenêtre était disposé un récipient en laiton fermé par une fenêtre semblable et vidé aussi complètement que possible. La plaque réfléchissante en platine était isolée et reliée à un électromètre à quadrants de Dolezaleck, dont une déviation de 1 millimètre correspondait à $1,666 \cdot 10^{-3}$ unités absolues électrostatiques. Lorsque la décharge passait dans le tube, et que des rayons Röntgen tombaient sur la plaque de platine, l'électromètre prenait une charge positive. Celle-ci disparaissait aussitôt qu'on intercalait sur le trajet des rayons entre les deux fenêtres une feuille d'étain, qui absorbe complètement les rayons Röntgen mous, et diminuait lorsque, au lieu d'une feuille d'étain, on interposait une feuille d'aluminium, que les rayons traversent en partie. Cette expérience montre que les rayons secondaires produits par les rayons Röntgen mous comprennent aussi des électrons.

Le rapport de l'énergie des rayons Röntgen à l'énergie des rayons cathodiques qui les ont produits a été déterminé, pour des rayons durs, par Wien et par Carter. La quantité des rayons secondaires, mesurée par leur charge, étant proportionnelle à l'énergie des rayons Röntgen qui leur ont donné naissance, on peut, au lieu de la détermination difficile de l'énergie des rayons Röntgen, avoir recours à la détermination électrométrique plus simple des rayons secondaires. Cette étude a été faite par l'auteur entre 1 738 et 3 700 volts sur des rayons Röntgen mous. Pour diminuer l'absorption, on enleva la deuxième fenêtre d'aluminium et l'on mastiqua directement sur la première le récipient en laiton. L'anticathode en platine du tube à décharge formait le fond d'un calorimètre cylindrique en laiton rempli d'eau et mastiqué dans le tube : ce calo-

rimètre avait été préalablement étalonné avec une spirale de chauffage. On mesurait l'échauffement du calorimètre, la tension de décharge et la déviation de l'électromètre, due à l'émission des rayons secondaires pendant 15 secondes. La quantité d'électricité produite par unité de temps et mesurée en unités absolues fut rapportée à la surface d'une sphère ayant pour centre l'anticathode et pour rayon la distance entre l'anticathode et le réflecteur. On trouva ainsi le facteur 191. En outre, on tint compte de l'absorption des rayons Röntgen. Le tableau I indique, en fonction de la tension, les valeurs corrigées du rapport e_s/E_k des rayons secondaires à l'énergie des rayons cathodiques primaires. Le tableau II reproduit les valeurs trouvées pour des rayons durs. Les courbes représentatives sont à peu près des droites.

TABLEAU I

TENSION EN VOLTS	$\frac{e_s}{E_k}$	TENSION EN VOLTS	$\frac{e_s}{E_k}$
1 738	4,50	20 000	2,0
2 098	7,05	30 000	4,1
2 635	11,31	40 000	6,1
2 860	11,63	50 000	8,2
3 130	13,31	60 000	10,5
3 310	13,54		
3 700	17,16		

TABLEAU II

B. L.

Sur certains rayons cathodiques. — P. Villard. — *Académie des Sciences*, 5 novembre 1906.

M. J.-J. Thomson a observé que, si l'on dévie par un aimant le faisceau cathodique d'une ampoule de Crookes, il subsiste, à la place primitivement occupée par ce faisceau, des rayons non déviés assez peu visibles, partant des mêmes points de la cathode que les rayons cathodiques, mais n'excitant pas la fluorescence du verre.

Ce faisceau est toujours rose, même si le vide est fait sur l'oxygène, dans lequel les rayons cathodiques ordinaires sont jaunes : le spectre de la lumière émise est celui de l'hydrogène. L'auteur a pensé que les particules en mouvement dans ces rayons avaient la propriété de n'illuminer que l'hydrogène. L'expérience a confirmé cette manière de voir : les rayons de J.-J. Thom-

son, à peine visibles si le gaz est très sec, deviennent très apparents dès qu'on ajoute un peu de vapeur d'eau ou d'oxygène. Si le vide a été fait sur l'oxygène, on observe alors ce spectacle singulier que le faisceau cathodique est jaune d'or pâle (spectre de l'oxygène), tandis que les rayons non déviés ne donnent que le spectre de l'hydrogène.

Au contact du verre, ces rayons font apparaître une très faible lumière jaune qui paraît identique à celle que produisent les rayons de Goldstein. Ces derniers possédant aussi la propriété d'émettre une lumière rose dans un tube renfermant de l'oxygène et une trace de vapeur d'eau, il y avait lieu de supposer que les rayons dont il s'agit étaient, comme ceux de Goldstein, électrisés positivement.

L'auteur a réussi à mettre en évidence cette électrisation positive en déviant les rayons soit par un champ magnétique, soit par un champ électrique. L'emploi de l'hydrogène ou de la vapeur d'eau rendait l'expérience facile en augmentant la visibilité du faisceau. Les déviations ont toujours eu lieu dans le sens prévu pour une charge positive des particules ; l'ordre de grandeur était le même que pour les rayons-canal.

Les expériences précédentes faites par l'auteur ont mis en évidence deux faits :

1° Une cathode en activité émet des rayons qui transportent des charges positives.

2° Dans un mélange d'oxygène et d'hydrogène (ou de vapeur d'eau) les corpuscules cathodiques provoquent de préférence la luminescence de l'oxygène ; les particules positives n'illuminent au contraire que l'hydrogène.

Cette dernière particularité n'est évidemment pas sans intérêt pour l'explication de la luminescence des gaz traversés par des particules électrisées.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Nouveaux condenseurs système Leblanc.

La société Westinghouse établit industriellement des condenseurs basés sur un principe absolument nouveau et inventés par M. Maurice Leblanc.

Le condenseur à jet simple est représenté par la figure 1. Une chambre de condensation A est traversée par un courant d'eau fourni par la

turbine renversée T à injection partielle entraînée par un organe ou un moteur quelconque. Le courant d'eau, formant une gerbe très divisée, entraîne avec lui tous les produits de la condensation et va en se resserrant dans le cône convergent B pour atteindre le diffuseur D où sa force vive, se transformant en travail de compression, lui permet de surmonter la pression atmosphérique et de s'écouler au dehors.

L'appareil s'amorce de lui-même quand la turbine tourne, si l'eau d'injection est en charge : sinon, on l'amorce au moyen de l'éjecteur à vapeur E dont on supprime l'action dès que l'eau d'injection est aspirée. On peut, avec

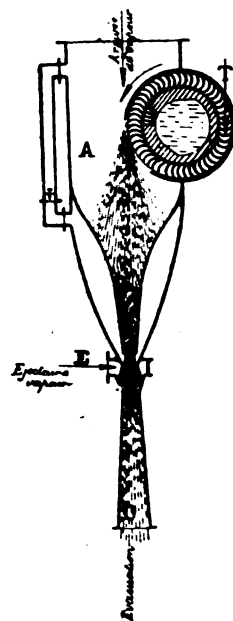


Fig. 1. — Condenseur à jet simple.

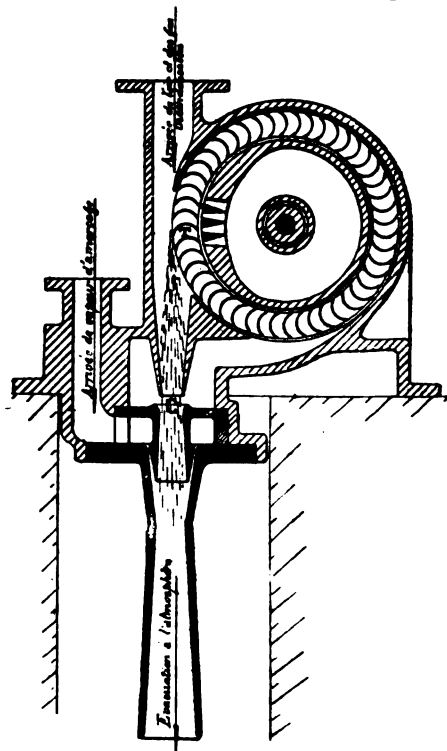


Fig. 2. — Pompe à vide sec.

ce condenseur, obtenir un vide atteignant à

98 à 100 % du vide théorique, avec 25 litres d'eau par kilogramme de vapeur à condenser et avec une dépense d'énergie mécanique comprise entre 2,5 % et 3 % de la puissance de la machine à vapeur. L'avantage considérable de cet appareil est de ne posséder ni soupape ni clapet et d'être d'un entretien à peu près nul.

Le même principe permet d'établir des pompes à vide sec. La figure 2 représente un tel appareil, dont l'avantage considérable est de ne présenter aucun espace nuisible. Grâce à cela, cette pompe rotative permet l'obtention de vides extrêmement élevés qu'il est impossible d'atteindre avec des pompes à mouvement alternatif, comportant des soupapes, des clapets et des espaces nuisibles. Le travail absorbé par la pompe rotative Leblanc à vide sec est inférieur

au travail absorbé, dans les mêmes conditions, par les pompes actuelles à vide sec. Cette machine est d'un emploi tout indiqué pour l'enlèvement de l'air et des gaz non condensables dans les condenseurs à surface dont l'eau condensée est extraite au moyen d'une pompe centrifuge. Son application à des condenseurs à surface existants a permis d'augmenter de plusieurs centimètres de mercure le vide produit et de dépenser deux fois moins de travail.

Avec cette pompe rotative, l'inventeur a réalisé des condenseurs par mélange où les produits liquides sont enlevés par une pompe centrifuge pendant que les produits gazeux sont enlevés par la pompe rotative hydraulique. Les deux pompes, clavetées sur le même arbre, sont réunies dans la même enveloppe. La vapeur à

TABLEAU I

Résultats d'essais effectués sur un condenseur à mélange Westinghouse-Leblanc.

ESSAI N°	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Température de la vapeur au moment de sa condensation.	»	21	34	32	31,5	34	48	48	45	53
Température de l'eau d'injection (entrée).	20	21	20,5	20,5	20,5	21,5	22	22	20	20
Température du mélange condensé.	»	21,5	34	34	34	37	52	39	45	50
Pression résiduelle dans l'appareil en mm. de Hg.	23	31	39	37	35	41	80	40	70	115
Pression barométrique en mm. de Hg.	766,5	766,5	766,5	766,5	766,5	766,5	766	766	765	765
Vide en mm. de Hg.	743,5	735,5	727,5	729,5	731,5	725,5	686	726	695	650
Quantité d'eau extraite du condenseur à l'heure en mc.	»	163 800	171 600	196 500	185 500	141 250	98 250	153 750	187 000	205 000
Puissance, absorbée par le moteur électrique, mesurée aux bornes. (Rendement du moteur 82 %). kw.	18,6	22,2	22,2	22,6	22,6	21,1	20	17,75	22,8	22,8
Poids de vapeur condensée en kilogrammes.	»	»	4 000	4 550	4 300	3 730	4 900	4 450	7 850	10 250
Poids de vapeur qui aurait été condensée si l'eau était prise à 15° au lieu de 20°.	»	»	5 400	6 200	5 900	5 000	6 000	6 300	9 400	11 800
Vide en % de la pression atmosphérique.	97 %	96 %	95 %	95 %	95,5 %	94,5 %	89,5 %	94,8 %	91 %	85 %
Litres d'eau par kgr. de vapeur (eau à 20°).	»	»	42,2	42,2	42,2	36,8	19	33,5	22,8	19
Litres d'eau par kgr. de vapeur (eau à 15°).	»	»	33,5	31	31	27,5	15,5	25	19	15,5

condenser arrive dans une chambre conique où l'eau d'injection gicle de plusieurs orifices pratiqués sur une conduite annulaire. Cet appareil permet, quand les machines sont bien étanches, d'atteindre presque toujours et de dépasser même quelquefois le vide dit théorique, c'est-à-dire égal à la pression atmosphérique diminuée de la tension de vapeur correspondant à la température de l'eau d'évacuation.

Des essais faits au Havre sur un tel appareil avec de l'eau entrant à 20° environ, ont donné les résultats que résume le tableau I.

Outre ses applications à l'établissement de condenseurs remarquables, l'ingénieur principe au moyen duquel M. Leblanc parvient à produire d'une façon aussi simple un vide extrêmement élevé, fera certainement l'objet de plusieurs autres applications, telles que l'établissement de machines frigorifiques, par exemple.

R. V.

Sur les machines électriques à grande vitesse de rotation (suite) (1). — S. P. Thompson. — *Electrical Review*, 2 novembre 1906.

On a donc la possibilité d'utiliser le plus complètement possible les matériaux actifs. L'emploi de vitesses périphériques élevées ne coûte rien en lui-même, mais les matériaux travaillent sous une plus forte charge et toute la partie mécanique du projet doit être étudiée avec soin. L'emploi d'induits dentés permet d'adopter des vitesses périphériques élevées. En examinant l'équation (4), on voit que l'utilisation spécifique est augmentée par l'emploi d'inductions élevées dans les dents. Cela amène évidemment un échauffement important, puisque les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la puissance 1,6 et les pertes par courants de Foucault à la puissance 2. D'autre part, l'utilisation spécifique est augmentée par l'emploi de densités de courant élevées dans le cuivre et les pertes sont proportionnelles à α^2 . Dans l'un et l'autre cas, pour atteindre la plus grande utilisation spécifique possible, on est conduit à une diminution du rendement; réciproquement, pour atteindre le meilleur rendement, on est conduit à une faible utilisation spécifique. Il ne faut pas perdre de vue que les pertes dans le fer sont à peu près constantes à toutes les charges, tandis que les

pertes Joule dans le cuivre varient avec la charge.

On est amené ainsi à considérer le rendement, c'est-à-dire le rapport de la puissance consommée à la puissance produite. Soit η le rendement, x le nombre de kilowatts produits, a les pertes à vide qui restent à peu près constantes ou croissent seulement très peu avec la charge: l'équation du rendement est la suivante:

$$\eta = \frac{x}{a + bx + cx^2},$$

dans laquelle b est un facteur dont l'ordre de grandeur est 1,02. Le coefficient c dépend principalement de la résistance du cuivre et est à peu près constant. La courbe de rendement représentant cette équation présente les particularités suivantes: pour $x=0$, $\eta=0$. Pour de faibles valeurs de x , telles que bx et cx^2 soient tous deux faibles en comparaison de a , l'équation est $\eta=x/a$ et donne l'asymptote de la première partie de la courbe. Ensuite on a à peu près $\eta=x/(a+x)$. Quand la charge est telle que $cx^2=a$ ou $x=\sqrt{a/c}$, η atteint un maximum. Finalement, si x est grand par rapport à a , l'équation a approximativement la forme $\eta=1/(1+cx)$.

On admet généralement que le rendement est maximum quand les pertes à vide et les pertes dues à la charge sont égales. L'adoption de densités élevées de courant dans le cuivre est justifiée pour les machines qui travaillent rarement à leur pleine charge.

Toutes les considérations qui précèdent visent l'utilisation des matériaux dans la ceinture active. Mais celle-ci est seulement une portion de l'ensemble des matériaux qui constituent une machine. En fait, le poids total de la machine est environ 12 à 25 fois le poids de la ceinture. Le poids de fer dans la ceinture est égal à 23 à 32 % du poids de fer du noyau induit (dans quelques machines, ces chiffres sont plus faibles); le poids de cuivre dans la ceinture représente 33 à 43 % de cuivre placé sur l'induit. Pour de grands alternateurs, le poids de cuivre de l'induit varie entre le 1/3 et le 1/6 du poids du cuivre des inducteurs, la proportion la plus usuelle étant de 1/4. Le cuivre « actif » étant en général les 40 % seulement du cuivre total de l'induit, il en résulte que le poids de cuivre inactif de ces machines est environ huit à dix fois plus élevé que le poids de cuivre actif. On voit

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 24 nov. 1906, p. 304.

nettement qu'il ne faut pas envisager seulement la ceinture active, et que l'étude des parties inactives de la machine peut conduire aussi à une augmentation de l'utilisation spécifique de la machine : par exemple, les remarques faites ci-dessus sur le facteur d'utilisation et l'avantage des fils carrés par rapport aux fils ronds s'appliquent également aux enroulements inducteurs.

Un fait domine toutes ces considérations : c'est l'importance des vitesses périphériques élevées.

Passant à l'étude du projet d'une machine, l'auteur indique que d'importants progrès ont été faits dans les dernières années par l'emploi de certaines formules rationnelles basées sur les premiers principes et par suite vraies pour toutes les sortes de machines. Ces formules contiennent différents coefficients qui ont été déterminés expérimentalement. L'un des premiers, Esson a employé des formules rationnelles dans lesquelles la puissance nominale d'une machine est exprimée en fonction des dimensions de l'induit et vice versa. Soient b le diamètre de l'induit et l la longueur du noyau parallèlement à l'axe ; la formule de la puissance peut être exprimée soit en fonction de d^2 et l (c'est-à-dire proportionnellement au volume du noyau), soit en fonction de d et l (c'est-à-dire proportionnellement à la surface périphérique du noyau). Dans la première méthode (Esson) on tient compte de la vitesse en tours par minute ; dans la seconde (Steinmetz), on suppose une vitesse périphérique appropriée. Quand il s'agit d'alternateurs, il faut envisager les kilowatts apparents, ou kilovoltampères, et non la puissance nette, puisque le cuivre doit être suffisant pour supporter tous les ampères, qu'ils soient en phase ou non avec les volts.

Sous leur forme finale, ces équations sont les suivantes :

$$d^2 l = 15,6 \xi \text{ (kw./tours par minute)}$$

$$dl = 6,25 \beta \times \text{kw.}$$

Les coefficients de puissance ξ et β ont les valeurs suivantes pour les générateurs à courant continu :

$$\text{(Esson)} \quad \xi = \frac{39 \cdot 10^9}{B_g \cdot q \cdot \psi}$$

$$\text{(Steinmetz)} \quad \beta = \frac{51 \cdot 10^6}{B_g \cdot q \cdot \psi \cdot v}$$

Dans ces formules, B_g est l'induction du flux dans l'entrefer, considérée comme uniforme sur toute la surface polaire idéale ; q est la charge

spécifique électrique, ou le nombre d'ampères-tours par centimètre linéaire de la périphérie ; ψ est le rapport de l'arc polaire au pas polaire ; v est la vitesse périphérique en mètres par seconde. Les coefficients ξ et β sont liés entre eux par la relation

$$\beta = \xi \frac{\pi}{2400 v}.$$

Pour les générateurs à courants alternatifs, on a la formule :

$$\text{(Esson)} \quad \xi = \frac{39 \cdot 10^9}{K \cdot B_g \cdot q \cdot \psi}$$

$$\text{(Steinmetz)} \quad \beta = \frac{51 \cdot 10^6}{K \cdot B_g \cdot q \cdot \psi \cdot v},$$

K ayant pour valeur 1,11 environ et tenant compte du facteur de forme de la distribution du flux magnétique et de la distribution ou de la concentration des enroulements induits dans les encoches.

Le pas polaire τ des alternateurs dépend uniquement de la vitesse périphérique v et de la fréquence f . Si v est exprimé en mètres par seconde et f en périodes par seconde, la valeur de τ en centimètres est donnée par la formule :

$$\tau = 50 v / f.$$

On voit que, si le volant de l'inducteur est en fonte, métal pour lequel on doit adopter une vitesse périphérique d'environ 25 mètres par seconde, le pas polaire est d'environ 25 centimètres pour les alternateurs de fréquence normale, 50 périodes par seconde ou 50 centimètres pour les alternateurs de fréquence 25.

Une autre formule rationnelle très utile pour déterminer les dimensions des carcasses, car elle fixe le flux total émanant de tous les pôles, est la suivante :

$$pN = \frac{K \cdot V \cdot A}{v \cdot q} \cdot 890 \cdot 10^6,$$

en appelant p le nombre de pôles, N le flux émanant d'un pôle, $K \cdot V \cdot A$ la puissance en kilovoltampères, v et q les grandeurs précédemment désignées par ces lettres.

Les formules données ci-dessus sont toutes rationnelles. Celles qui s'appliquent aux générateurs à courant continu peuvent facilement être déduites des quatre expressions suivantes :

1^o Force électromotrice engendrée :

$$E = (p/c) \text{ (tours par seconde)} Z \cdot N \cdot 10^{-8},$$

en appelant c le nombre de circuits en parallèle et Z le nombre total de conducteurs induits placés dans les encoches ;

2° Nombre de conducteurs de l'induit :

$$Z = q \cdot \pi \cdot d \cdot c / C,$$

C étant le courant total à pleine charge. Cette formule résulte de la définition de la charge électrique spécifique q , nombre d'ampères-tours par centimètre de périphérie de l'induit ; chaque conducteur est traversé par C/c ampères et la périphérie est πd ;

3° Flux par pôle :

$$N = B_p \cdot d \cdot \pi \cdot \psi \cdot l / p.$$

4° Puissance en kilowatts :

$$KW = E \cdot C / 1000.$$

Un exemple illustrera l'emploi de ces formules. Soit à trouver les dimensions principales d et l pour un générateur à courant continu produisant 160 ampères à 250 volts et tournant à la vitesse de rotation de 300 tours par minute. C'est une machine de 400 kilowatts. L'expérience montre que, pour une telle machine, les valeurs appropriées des constantes sont $B_p = 8800$; $q = 240$; $\psi = 0,75$; $\nu = 18$.

Le coefficient de Es-sen est alors

$$\xi = \frac{3,9 \cdot 10^9}{8800 \cdot 240 \cdot 0,75} = 24600$$

$$d^2 l = 15,6 \cdot 24600 \cdot (400/300) = 510000.$$

$$\text{Or } d = \frac{60 \cdot \nu}{\pi (\text{tours par minute})} = \frac{60 \cdot 18}{\pi \cdot 300} = 115 \text{ cm.}$$

$$\text{On en déduit } l = \frac{510000}{115^2} = 38^{\text{cm}},6.$$

L'avantage de ces formules rationnelles est le suivant. Ayant comme base d'expérience quelques machines dont le fonctionnement a été reconnu bon, on déduit de leurs dimensions et de leurs propriétés les valeurs des constantes B_p , q , ψ et ν pour servir à l'établissement d'autres machines de vitesses et de puissances différentes et l'on peut être certain que ces nouvelles machines rempliront les conditions demandées. Les formules de la puissance donnent un moyen direct pour choisir à l'origine les dimensions convenables. On peut employer, soit la formule donnant $d^2 l$, soit la formule donnant dl ; l'auteur estime, pour sa part, que la première s'applique mieux pour les projets de générateurs à courant continu, tandis que la deuxième est préférable pour les projets de générateurs à courants alternatifs. Dans le cas de machines à courant continu, la question dominante est la commutation sans étincelles et la vitesse périphérique a peu d'im-

portance ; dans les alternateurs ordinaires, la question dominante est la petitesse de la chute de tension, et la vitesse périphérique est très importante, car elle détermine le pas polaire.

L'auteur donne quelques exemples pour indiquer la différence entre les projets de machines à grandes et à faibles vitesses.

En premier lieu, il indique les projets de deux machines à courant continu Dick et Kerr de même puissance 280 kilowatts à 550 volts.

	MACHINE A FAIBLE VITESSE	MACHINE A GRANDE VITESSE
Diamètre d	225 cm.	100 cm.
Longueur l	42 ^{cm} ,5	35 —
ν	10,6	20,95
ξ	44 000	32 000
β	5,45	2,00
Poids	40 500 kgr.	10 600 kgr.

On voit, d'après ces chiffres, que le coefficient de Steinmetz β donne une idée plus exacte des dimensions d'une machine que le coefficient d'Es-sen ξ .

	MACHINE A FAIBLE VITESSE	MACHINE A GRANDE VITESSE
d	394 cm.	90 cm.
l	16 ^{cm} ,7	39 ^{cm} ,6
Encoches	288	60
δ	0 ^{cm} ,5	0 ^{cm} ,25
τ	25 7	28 cm.
b	16,2	17,7
B_p	7 000	7 800
q	125,5	181
ψ	0,63	0,62
ν	25,75	27,85
ξ	77 000	41 200
β	3,92	1,94
α	1 750	2 120
α_m	272	405
σ_1	0,24	0,25
Encoches	288	60
Cmc. de fer (noyau et denture)	248 000	156 000
Watts par cmc. dans la ceinture active	3,26	5,2
α'	193	286
β'	29 500	27 400
Diamètre total	580 cm.	134 cm.

L'exemple suivant est relatif à deux alternateurs Oerlikon de 290 et 270 kilovoltampères. L'un d'eux tourne à la vitesse de 125 tours par minute et l'autre à la vitesse de 600 tours par minute; tous deux ont une fréquence de 50 périodes; l'un a 48 pôles et l'autre 10.

(A suivre.)

R. V.

Emploi du diagramme du cercle pour les machines asynchrones au delà du synchronisme (fin) (1). — L. Lombardi. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 30 septembre 1906.

L'auteur a vérifié ces résultats en employant la construction indiquée par H. Grob et assez voisine de celle du Dr Lehmann.

Le cercle des courants primaires est déduit simplement de la marche à vide et du courant de court-circuit et des chutes de tension primaires intérieure et extérieure, comme dans le diagramme du cercle. La réactance primaire intérieure des conducteurs est seule négligée, ce qui est permis quand elle joue un rôle aussi faible que dans le cas dont il s'agit.

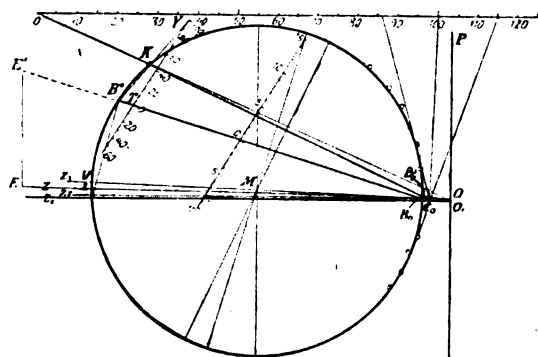


Fig. 2.

Le diagramme tracé d'après Grob pour la machine étudiée est donné par la figure 2. On a, d'après les notations de l'auteur :

$$\begin{aligned} J'_0 &= 7,0 \text{ ampères} \\ \cos \varphi_0 &= 0,170 \\ J_k &= 82,5 \text{ ampères} \\ \cos \varphi_k &= 0,401 \\ \tau_3 &= W_1/J'_0/P = 0,0221. \end{aligned}$$

Les lieux géométriques pour la détermination des couples et de la puissance mécanique sont

construits graphiquement d'une façon simple et sont représentés par les droites $B_0 B^*$ et $B'_0 K$. Il est inutile de faire une correction au point K, car les courants de Foucault sont négligeables pour les faibles sections des conducteurs employés. Du diagramme, on déduit le coefficient de dispersion totale.

$$\tau = \frac{OB_0}{B_0 L} = \frac{7,0}{842} = 0,085.$$

La valeur théorique, déduite des mesures expérimentales

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2 = 0,083$$

concorde assez bien avec la valeur trouvée.

L'erreur commise dans les mesures de dispersion ne devrait donc pas être supérieure à 2 ‰. L'échelle des glissements est rectiligne comme dans le diagramme d'Ossanna et est valable pour toutes les vitesses en deçà et au delà du synchronisme. Elle est représentée par la droite $\tau\gamma$.

En ce qui concerne la concordance des valeurs théoriques déduites du nouveau diagramme avec les valeurs pratiques déterminées expérimentalement, il suffit d'examiner la figure et le tableau suivant qui résume, dans le même ordre que précédemment, les chiffres trouvés.

TABEAU

$\frac{n-n_1}{n} \%$	VALEURS DÉDUITES DU DIAGRAMME				VALEURS EXPÉRIMENTALES			
	1	$\cos \varphi$	W_m	τ	1	$\cos \varphi$	W_m	τ
+ 13,00	50,3	0,791	12,06	0,679	»	»	»	»
8,62	38,8	848	11,17	758	38,6	0,863	11,25	0,755
6,45	31,4	878	9,78	800	31,9	884	9,99	792
4,92	25,4	878	8,28	828	26,1	892	8,51	819
3,75	20,5	874	6,76	844	21,0	880	6,87	831
2,70	15,8	848	5,10	851	15,8	871	5,15	837
1,75	11,8	770	3,38	837	11,7	778	3,33	818
- 1,70	11,9	704	4,44	849	12,0	730	4,69	835
2,55	16,2	790	6,72	861	16,6	787	6,89	847
3,40	20,6	818	8,89	855	21,0	824	9,15	845
4,25	25,5	826	11,23	842	26,2	819	11,52	833
17,15	74,3	466	27,80	555	»	»	»	»

Au point de vue des puissances mécaniques, il y a lieu de remarquer que les valeurs déduites du diagramme indiquent l'énergie théoriquement nécessaire ou employée car elles sont diminuées des pertes par frottement. Les va-

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 24 nov. 1906, p. 307.

leurs expérimentales croissent avec la charge et, pour permettre la comparaison, ont été corrigées de la faible différence entre les pertes en charge et les pertes à vide. Les valeurs théoriques du rendement ont été calculées en tenant compte des pertes magnétiques et mécaniques et concordent, aussi bien que celles de la puissance, avec les résultats expérimentaux.

Les mesures de l'auteur, qui complètent les résultats des expérimentateurs précédents, ne laissent aucun doute sur la possibilité d'emploi du diagramme du cercle pour les générateurs asynchrones. Néanmoins, pour vérifier que la même échelle de glissements peut être employée en deçà et au delà du synchronisme, l'auteur a fait tourner cette machine asynchrone à une vitesse beaucoup plus grande que la vitesse normale correspondant au fonctionnement en génératrice. La tension primaire était réduite au $\frac{1}{3}$ de la valeur normale pour éviter la production d'une intensité de courant très exagérée.

Pour un glissement de -48% , l'intensité de courant primaire, réduite à la tension normale, a atteint la valeur de 88,2 ampères, pour un déphasage de 97° . Après avoir corrigé la phase du déphasage dû à l'influence des résistances extérieures jusqu'au point de tension constante (ce déphasage s'élève presque exactement à 7°), on obtient 90° comme déphasage entre la tension et le courant, valeur pour laquelle les deux diagrammes donnent une intensité de courant de 87,3 et 89,2 ampères et un glissement de -51 et -52% .

Il n'est donc pas douteux que les constructions indiquées sont valables pour toutes les vitesses comprises entre $+\infty$ et $-\infty$ et que la puissance électrique pour un glissement de -100% peut atteindre des valeurs très différentes suivant le mode de construction de la machine.

Le seul reproche que l'on puisse adresser au diagramme du cercle est qu'il ne tient pas un compte exact de la variation des pertes magnétiques et mécaniques.

En ce qui concerne l'emploi pratique des deux constructions, il y a lieu de remarquer que le diagramme d'Ossanna repose sur la considération de la dispersion totale, que l'on ne peut déterminer que très difficilement avec exactitude; le diagramme de Grob au contraire peut toujours être établi d'après le courant à vide et en court-circuit.

B. L.

Calcul des courbes caractéristiques des moteurs série monophasés (suite). — O.-S. Bragstad et S.-P. Smith. — *The Electrician*, 19 octobre 1906.

a) *Réactance des bobines en court-circuit.* — Une section en court-circuit présente de la réactance à cause du flux de dispersion. La réactance de dispersion est moindre dans les machines à pôles saillants que dans celles à enroulement réparti, parce qu'il n'y a pas de fer au voisinage de la zone neutre. Pour une machine à pôles saillants, la réactance due au flux de dispersion peut être calculée de la même manière que pour une machine à courant continu, par la détermination de la perméance magnétique du circuit suivi par le flux de dispersion dans les encoches et en dehors de celles-ci.

Toutefois si le noyau du système inducteur est distribué d'une façon symétrique autour de la surface de l'induit, comme cela a lieu généralement dans les moteurs d'induction, l'induction de dispersion des bobines court-circuitées dépend de la distribution de l'enroulement inducteur.

Dans la figure 5, l'ordonnée de la droite horizontale ab représente l'induction dans l'entrefer, entre deux zones neutres, pour une certaine valeur du courant dans les bobines court-circuitées concentrées. Le rectangle O_1abO_2 représente

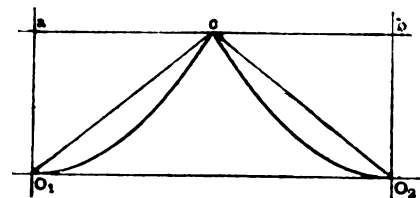


Fig. 5.

le flux correspondant ou, à une autre échelle, le nombre de lignes de force coupant les bobines en court-circuit. Si les bobines inductrices sont distribuées symétriquement sur la circonférence, et ont le même nombre de tours que la section en court-circuit, le nombre d'intersections du flux rectangulaire O_1abO_2 avec l'enroulement inducteur est donné par l'aire du triangle O_1cO_2 à la même échelle que précédemment.

Dans le cas où les bobines court-circuitées sont concentrées et les bobines inductrices uniformément réparties, l'induction de dispersion ($\Delta O_1ac + \Delta O_2bc$) des bobines court-circuitées est égale à l'induction mutuelle entre les bobines

court-circuitées et les bobines inductrices, si l'on suppose que le nombre de tours soit le même dans chaque enroulement.

Si les bobines en court-circuit ne sont pas concentrées, mais symétriquement distribuées entre deux zones neutres, les courbes de flux dues au courant dans celles-ci sont représentées par les droites O_1c et O_2c , avec leur maximum au point c . Dans ce cas, en considérant que le nombre d'intersections varie comme le carré du nombre de tours, les intersections avec les bobines court-circuitées elles-mêmes ou entre les bobines court-circuitées et les bobines inductrices sont représentées par les courbes paraboliques O_1c et O_2c (fig. 5) : par suite l'induction, quand les bobines court-circuitées sont uniformément réparties, a pour valeur les $2/3$ de la valeur trouvée pour des bobines concentrées (puisque l'ordonnée moyenne d'une parabole est égale au tiers de l'ordonnée maxima et que, par suite, l'aire parabolique O_1cO_2 est égale aux $2/3$ de l'aire triangulaire O_1cO_2). Il en résulte que la réactance des bobines court-circuitées concentrées, réduite aux bobines inductrices, est égale à $3/2$ fois la f. é. m. engendrée dans tout l'enroulement de l'induit réduit aussi au primaire, divisée par le courant dans l'enroulement statorique. Cette réactance est indépendante du nombre des bobines en court-circuit et de la vitesse du rotor.

b) Résistance dans les bobines en court-circuit. — La chute ohmique de tension dans une section en court-circuit est due :

i) A la résistance ohmique dans la section court-circuitée ;

ii) A la résistance ohmique dans les connexions joignant au collecteur la première et la dernière bobine de la section en court-circuit ;

iii) A la résistance de contact entre le balai et le collecteur.

Le courant de court-circuit I_k étant nul au début et à la fin de la période de court-circuit a , pendant cette période, une valeur moyenne I_{km} . La loi de variation de ce courant n'est pas connue.

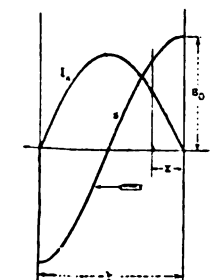


Fig. 6. — Courant de court-circuit.

Pour plus de simplicité, toutefois, on supposera qu'elle est sinusoïdale. Dans la figure 6, la

courbe S représente la densité de la valeur efficace du courant de court-circuit dans le balai en fonction de la longueur de celui-ci. Le courant de court-circuit I_k est donné par la courbe I_k qui est la courbe intégrale de S . Pour une onde sinusoïdale $I_{km} = 2/\pi I_{k \max}$, la densité de courant s_o aux pointes du balai est donnée par l'équation

$$s_o = \frac{\pi^2}{4} \frac{I_{km}}{F/2} = \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{I_{km}}{F},$$

en appelant F la surface de contact du balai.

i) La chute de tension due à la résistance ohmique dans les conducteurs court-circuités est $N_k R_k I_{km}$, en appelant R_k la résistance d'un conducteur induit et N_k le nombre de conducteurs induits dans une section en court-circuit.

ii) Chute de tension due à la résistance des jonctions au collecteur. On suppose que la densité de courant dans chaque lame sous le balai est constante dans cette lame à chaque instant, la courbe s représentant une valeur moyenne de la densité de courant dans les lames du collecteur. Les seules lames à considérer sont les deux lames extrêmes sous le balai. Si l'on suppose que la lame d'entrée soit dépassée d'une quantité x (fig. 6), le courant dans cette lame est :

$$I_{rx} = \frac{F}{b} \int_0^x s dx = \frac{1}{\pi} F s_o \sin \frac{\pi}{b} x,$$

F/b représentant la longueur de lame couverte par le balai.

La valeur moyenne du courant dans l'une ou l'autre des lames extrêmes est :

$$\begin{aligned} I_{rm} &= \frac{1}{\beta} \int_0^{\beta} I_{rx} dx \\ &= \frac{1}{\pi^2} \frac{b}{\beta} F s_o \left[1 - \cos \pi \frac{\beta}{b} \right] \\ &= \frac{2}{\pi^2} \frac{b}{\beta} F s_o \sin^2 \frac{\pi}{2} \frac{\beta}{b} \\ &= \frac{b}{\beta} I_{km} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\beta}{b} \right). \end{aligned}$$

La densité moyenne de courant dans la lame d'entrée ou de sortie est la suivante :

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{I_{rm}}{(\beta/2)(F/b)} = \frac{2 I_{rm}}{\beta} \frac{b}{F} \\ &= \frac{2 I_{km} b^2}{F \beta^2} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\beta}{b} \right). \end{aligned}$$

La chute de tension due à la résistance R_k de

chacune des deux jonctions par laquelle passe le courant moyen I_{vm} est :

$$I_{vm} \cdot 2R_v = 2R_v \frac{b}{\beta} I_{km} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\beta}{b} \right).$$

iii) La chute de tension due à la résistance de contact entre le balai et le collecteur peut être représentée par $2\Delta E$, ΔE étant la différence de potentiel entre le balai et le collecteur.

On peut écrire l'équation pour la composante wattée de la f. é. m. absorbée dans les bobines court-circuitées :

$$E_{kw} = I_{km} \left[N_k R_v + 2 \frac{b}{\beta} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\beta}{b} \right) R_v \right] + 2\Delta E.$$

(A suivre.) R. R.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Limites d'emploi des courants triphasés et du courant continu dans les usines génératrices urbaines. — E. Suchy. — Elektrotechnik und Maschinenbau, 14 octobre 1906.

L'auteur étudie les conditions d'emploi des deux systèmes les plus répandus dans les distributions urbaines, le système à courant continu à trois fils et le système à courants triphasés, afin de déterminer quel est celui des deux auquel il y a lieu de donner la préférence dans une nouvelle installation. Pour cela, il compare les frais d'installation de deux usines placées dans les mêmes conditions, et le rendement de ces installations. Afin que les conditions soient identiques, il n'a pas envisagé l'emploi d'accumulateurs dans le cas du courant continu. En outre, l'étude est limitée à des installations de moyennes puissances, comprises entre 50 et 500 kilowatts.

Dans toutes les formules qui suivent, les lettres ont les significations suivantes : A puissance de toute l'installation en kilowatts, e distance de l'usine génératrice au centre de gravité du réseau de distribution, ou longueur de la ligne à haute tension ; n, m nombre de générateurs ou de transformateurs employés.

Pour l'usine primaire complète d'une installation à courant continu, avec générateurs, tableaux, conducteurs de jonction, on peut donner la formule empirique suivante basée sur un grand nombre d'exemples

$$k_c = 80 A + 1\,000 n. \quad (1)$$

Pour l'usine primaire complète d'une installation triphasée à haute tension, pour une tension

maxima de 7 000 volts, on peut donner la formule empirique :

$$k_r = 60 A + 4\,000 n. \quad (2)$$

Si l'on égale les deux formules

$$80 A + 1\,000 n = 60 A + 4\,000 n,$$

on trouve les résultats suivants :

pour $n = 1$ (une machine)	$A = 150$
— 2 —	300
— 3 —	450

c'est-à-dire que les frais d'installation de la partie électrique d'une usine centrale, équipée pour produire des courants triphasés, sont égaux à ceux d'une usine primaire à courant continu quand la puissance en kilowatts de chaque générateur est d'environ 150 : pour une puissance inférieure par unité, les frais sont plus élevés dans le cas du triphasé ; pour une puissance supérieure par unités, les frais sont moins élevés dans le cas du triphasé que dans le cas du continu.

Pour la comparaison des frais de canalisation, on suppose une tension de 2×250 volts au tableau ou 2×220 volts chez les abonnés.

Les dépenses relatives aux feeders d'alimentateurs, pour une perte maxima de 12 %, peuvent être déterminées par la formule

$$k_f = 65 A e^2 + 1\,000 e. \quad (3)$$

Pour le courant triphasé on peut admettre, dans le cas considéré, la formule

$$k_F = 3\,000 e. \quad (4)$$

Ces dépenses s'entendent pour des lignes aériennes : elles comprennent le prix des poteaux. Pour les transformateurs, au nombre de m, on a, dans le cas du triphasé, une dépense

$$k_T = 35 A + 1\,500 m. \quad (5)$$

Cette formule tient compte aussi des frais d'installation des postes de transformateurs.

Pour déterminer la longueur pour laquelle, pour une puissance donnée A, la ligne à courant continu coûte le même prix que la ligne triphasée, y compris les transformateurs, on admet comme puissance moyenne de ces appareils 50 kilowatts, de sorte que leur nombre m est égal à $A/50$. La formule prend alors la forme

$$k_T = 35 A + (1\,500/50) A = 65 A. \quad (5a)$$

Les dépenses pour un réseau de distribution à courant continu à 2×220 volts s'élèvent en

moyenne à 120 francs par kilowatts : pour des courants triphasés à 220 volts, on arrive au chiffre de 150 francs par kilowatts.

On a donc

$$k_r = 120 A \quad (6)$$

$$k_{fr} = 150 A. \quad (7)$$

En égalant les dépenses totales, on a donc :

$$3000e + 65A + 150A = 65Ae^2 + 1000e + 120A$$

$$65Ae^2 - 95A - 2000e = 0. \quad (8)$$

Cette équation est représentée par une courbe au moyen de laquelle on peut voir facilement les distances pour lesquelles les frais sont égaux pour différentes puissances. On voit ainsi que, pour des puissances supérieures à 100 kilowatts, la limite entre le triphasé et le continu est environ 1,3 kilomètre : au delà de cette distance, le système triphasé est plus économique.

D'après ce qui précède, les dépenses relatives à la partie électrique de l'usine génératrice peuvent être rassemblées dans la formule suivante pour le courant continu.

$$k_c = 80A + 1000n + 65Ae^2 + 1000e + 120A$$

$$= 65Ae^2 + 200A + 1000n + 1000e. \quad (9)$$

Pour le système triphasé, on a :

$$k_r = 60A + 4000n + 3000e + 65A + 150A$$

$$= 275A + 4000n + 3000e \quad (10)$$

En égalant les deux équations, on a la formule donnant la limite :

$$65Ae^2 - 75A - 2000e - 3000n = 0. \quad (11)$$

En donnant à n des valeurs successives, on obtient une série de courbes montrant que la distance entre l'usine génératrice et le réseau de distribution pour laquelle on atteint la valeur limite est d'autant plus grande que la puissance totale installée est plus petite et que la subdivision des groupes générateurs est plus grande. Entre les limites intervenant en pratique, ces courbes se développent entre 1,2 et 1,8 kilomètre ; on peut donc dire que, au-dessous de 1,2 kilomètre, le courant continu est toujours préférable, et qu'au delà de 1,8 kilomètre, le système triphasé vaut mieux, tant qu'il ne s'agit que des frais d'installation.

En ce qui concerne les pertes, on peut adopter les chiffres moyens suivants pour la pleine charge.

Pour une installation à courant continu :

Générateurs.	10 %
Feeders.	12
Réseau de distribution.	2
TOTAL.	24 %

Pour une installation triphasée :

Générateurs.	10 %
Feeders.	3
Transformateurs.	4
Réseau de distribution.	2
TOTAL.	19 %

En ce qui concerne non pas les pertes maxima ci-dessus, mais les pertes annuelles, on peut admettre le même chiffre pour les générateurs dans les deux cas : dans le réseau, les pertes diminuent comme le carré de la charge. Les pertes dans les transformateurs se décomposent en deux : les pertes ohmiques, proportionnelles au carré de la charge, et les pertes dans le fer, à peu près constantes à toutes les charges.

En planimétrant des courbes de charge, l'auteur a trouvé que les pertes totales pour une valeur de pertes maxima égale à a % sont représentées par

$$0,4 a \times \text{capacité annuelle.}$$

Dans une installation à courant continu, on a donc, pour une perte de puissance maxima de 14 %, des pertes annuelles égales à 5,6 % de la consommation.

Dans une installation triphasée, on peut calculer les pertes de la façon suivante :

a) Pertes ohmiques :

Feeders.	3 %
Transformateurs.	2
Réseau.	2
TOTAL.	7 %

Pertes annuelles $8,4 \times 7 = 2,8$ % de la consommation.

b) Pertes dans le fer des transformateurs :

$$0,02 A \times 8760 \text{ kw.-h.,}$$

ou, en % de la consommation annuelle réelle pour un facteur de charge de 0,25, on trouve le chiffre de :

$$\frac{0,02 A \times 8760 \times 100}{0,25 A \times 8760} = 8 \%$$

Les pertes totales sont donc égales à

$$2,8 + 8 = 10,8 \%$$

soit 5,2 % de plus que dans le cas du courant continu.

Pour de grosses centrales, dont le facteur de charge est inférieur à 0,25 et peut descendre au-dessous de 0,15, le rapport est encore plus mauvais. Par exemple, à l'usine de 2 000 kilowatts de Christiania, le facteur de charge a été de 18,9 % en 1904 et de 14,4 % en 1899. Pour ces valeurs, les pertes en triphasé seront de 13,8 % et 16,8 % en supposant la valeur des pertes maxima admises ci-dessus.

Les dépenses d'une usine génératrice portent principalement sur les points suivants :

- 1° Combustible ;
- 2° Graissage et nettoyage ;
- 3° Salaires et entretien ;
- 4° Réparations et renouvellements ;
- 5° Amortissement du capital ;
- 6° Frais d'administration assurances, imprévus.

Pour la comparaison entre une usine à courant continu et une usine triphasée, pour lesquelles les puissances et les conditions d'exploitation sont les mêmes, on peut supprimer les dépenses 3 et 6 qui sont égales. Les dépenses 4 et 5 sont ainsi à peu près égales et on peut n'en pas tenir compte.

Pour établir des formules de comparaison contenant A , e et n , on peut se servir des chiffres suivants pour les dépenses 1, 2, 4 et 5.

1° Avec des machines à vapeur, la consommation de charbon à 7 500 calories est au moins de 1,5 kilogramme par cheval-heure, pour un prix de 250 francs le wagon de charbon : par kilowatt-heure il faut compter, toutes pertes comprises, 1,8 cheval-heure sur l'arbre de la machine à vapeur. Donc par kilowatt, on dépense $1,8 \times 1,5 \times 2,5$; soit, en chiffres ronds, 6,5 centimes ;

2° Pour le graissage et nettoyage, on compte 0,3 centime par cheval-heure ;

3° Les dépenses de charbon, graissage et nettoyage sont de 5,2 % supérieures dans une usine triphasée, comme on l'a vu (pour un facteur de charge de 0,25). La différence, par cheval-heure installé, et pour un fonctionnement de $8\,760 \times 0,25$ heures, s'élève à

$$8\,760 \times 0,25 \times (6,5 + 0,3) \times 0,052 = 7,75 \text{ francs.}$$

4° Pour l'entretien, les réparations et le renouvellement, il faut compter sur les chiffres suivants :

Pour l'installation primaire à courant continu.	6 %
Pour le réseau	—
Pour l'installation primaire triphasée.	6
Pour la ligne triphasée et les transformateurs.	5
Pour le réseau de distribution triphasé.	4

5° Pour l'amortissement et les intérêts du capital, il faut compter sur un chiffre de 5 %.

En récapitulant toutes les dépenses annuelles, on trouve, dans le cas du courant continu :

$$A_c = (0,06 + 0,05) (80 A + 1\,000 n) \\ + (0,04 + 0,05) (65 A e^2 + 1\,000 e + 120 A).$$

Pour l'installation triphasée, on trouve :

$$A_r = (0,06 + 0,05) (60 A + 4\,000 n) \\ + (0,05 + 0,05) + (3\,000 e + 65 A) \\ + (0,04 + 0,05) (150 A + 7,8 A).$$

En égalant ces deux expressions, on trouve, pour le cas limite :

$$5,85 A e^2 - 15 A - 330 n - 210 e = 0. \quad (12)$$

On peut tracer, comme précédemment, les courbes correspondant aux cas de 1, 2, 3 ou 4 groupes électrogènes : on retrouve les mêmes résultats que ceux obtenus pour les frais d'installation, sauf que les distances sont plus grandes.

On peut refaire le calcul en supposant qu'au lieu de machines à vapeur, on emploie des moteurs à gaz à aspiration. On admet une consommation de 0,8 kilogramme par cheval-heure pour un prix de 300 francs le wagon : on trouve comme prix de kilowatt-heure, pour le combustible, le graissage et le nettoyage

$$(1,8 \times 0,8 \times 3) + 0,3 = 4,6 \text{ centimes.}$$

L'équation (12) devient alors :

$$5,85 A e^2 - 11,9 A - 330 n - 210 e = 0.$$

Les distances deviennent un peu plus faibles, mais la différence est très petite.

E. B.

Sur les lignes à haute tension à poteaux métalliques (suite) (1). — L. Kallir. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 21 et 28 octobre 1906.

L'auteur calcule la relation existant entre le prix des poteaux et la portée. Il trace la courbe de la flèche maxima d'un câble de cuivre de 25 millimètres carrés supportant une charge de 20 kilogrammes par millimètre carré. En abscisses sont indiquées les portées a et en or-

(1) *Éclairage électrique*, t. XLIX, 24 novembre 1906, p. 312.

données les flèches maxima pour la température de 45°, la plus élevée que l'on ait à envisager. Le fil est posé de telle façon que sa charge maxima ne dépasse pas la valeur maxima admissible, quelle que soit la portée. L'effort maximum supporté par les poteaux est donc aussi le même pour toutes les portées. Leurs dimensions ou leurs sections varient donc seulement avec leur hauteur, qui dépend de la flèche maxima. Le moment de flexion maximum croît proportionnellement à la hauteur ; le moment résistant doit donc croître aussi avec elle, pour que la charge spécifique reste constante. Si les dimensions extérieures du poteau restaient les mêmes, la section devrait croître comme H , et, par conséquent, le poids du poteau croîtrait comme H^2 . Mais les dimensions extérieures du poteau croissent avec la hauteur : par suite, les sections des parties constitutives ne croissent pas tout à fait proportionnellement à H ; le poids croît donc plus vite que H mais moins vite que H^2 ; il croît à peu près suivant la puissance $3/2$ de H . La charge de flexion supportée par les différentes parties des poteaux est proportionnelle à la traction qu'exerce le fil : d'autre part, elle ne doit pas dépasser la valeur :

$$\frac{1}{n} \pi^2 \frac{EJ}{\lambda^2},$$

en appelant J le moment d'inertie de la partie considérée, E le module d'élasticité, n le degré de sécurité, λ la longueur de la partie du poteau soumise à la flexion. Pour un même genre de construction, c'est-à-dire pour le même nombre de cornières et d'entretoises, λ est aussi proportionnel à H . Pour une même résistance à la flexion, le moment d'inertie doit croître comme le carré de H . Dans les cornières et les tubes, le moment d'inertie croît comme le carré de la section pour les dimensions dont il s'agit. Pour obtenir une même résistance, il faut donc augmenter proportionnellement à H les parties du poteau soumises à la flexion. Le poids du poteau est donc proportionnel, dans ce cas, au carré de la hauteur H^2 . Comme on augmente généralement le nombre des entretoises quand la hauteur croît, le poids du poteau augmente moins vite que H^2 .

En exprimant la portée a en mètres, $1000/a$ représente le nombre de poteaux par kilomètre. Le prix des poteaux par kilomètre peut être

représenté par l'une des expressions :

$$K_1 = C_1 (1000/a) H^2$$

ou

$$K_2 = C_2 (1000/a) H^{3.2},$$

suivant le mode de construction du poteau ; C_1 et C_2 sont des constantes. Si l'on calcule ces expressions pour les flèches précédemment trouvées et représentées par une courbe, on obtient pour K_1 et K_2 des courbes qui présentent chacune un maximum. La hauteur des poteaux est déterminée par la nécessité d'avoir une distance de 6 mètres entre le sol et le point le plus bas des fils. Il faut compter en outre une longueur de 1^m,50 enfouie dans du béton et une longueur de 1 mètre au-dessus de l'isolateur le plus bas. On trouve ainsi un minimum pour une portée de 130 ou de 160 mètres. Ce résultat concorde bien avec l'expérience.

L'auteur étudie ensuite les différents types de poteaux employés dans l'établissement des lignes à haute tension. La forme la plus ancienne est la forme en treillis, employée par exemple sur la ligne de Clermont-Ferrand (¹). Ces poteaux portent deux consoles soutenant chacune une ligne : les deux lignes sont séparées par un intervalle de 2 mètres. Les poteaux, établis pour des portées normales de 100 mètres et des angles ne dépassant pas 170°, pèsent 810 kilogrammes. Suivant la configuration du terrain, les portées varient entre 30 et 155 mètres : leur valeur moyenne est de 98^m,7. La charge maxima des fils de 8 millimètres de diamètre est de 10 kilogrammes par millimètre carré ; la flèche à — 15° avec du givre est de 1^m,77 ; à la température maxima, elle est de 2^m,63.

Un certain nombre de lignes ont été équipées avec des poteaux à trois montants. Ceux-ci sont des tubes creux entretoisés par des pièces en forme de triangles avec colliers de serrage aux sommets (ligne de Caffaro par exemple). Les portées sont de 50 à 60 mètres.

Les pylônes employés par la Franklin Rolling Mill and Foundry Co consistent en trois fers en U laminés assemblés au moyen de pièces fondues en acier. Chacune de ces pièces comprend deux parties triangulaires dont l'une embrasse les surfaces extérieures des fers en U placés aux sommets d'un triangle, et dont l'autre appuie contre les surfaces intérieures de ces fers : les

(¹) *Éclairage Électrique*, t. XLV, 11 nov. 1905, p. 212.

deux parties sont assemblées, dans le voisinage des sommets, par des boulons de serrage. L'intervalle entre les entretoises va en augmentant de la base au sommet du poteau. Ces poteaux ont donné d'excellents résultats dans des expériences très complètes récemment effectuées. Les essais portèrent sur un poteau de 18 mètres de hauteur enfoui de 1^m,80 dans du béton et ayant 1^m,2 × 1^m,2 de section : deux bras transversaux, l'un de 5^m,50, l'autre de 3^m,75, étaient supportés par la partie supérieure du poteau. Le bras le plus bas (5^m,50) portait quatre isolateurs distants de 1^m,80; le bras supérieur portait deux isolateurs. On exerça sur deux des isolateurs du bras inférieur une traction déterminée, les deux autres portant des fils normalement tendus. La charge ainsi supportée fut augmentée jusqu'à 675 kilogrammes : la flexion du poteau s'éleva à 18 millimètres, et aucune déformation ne persista quand on enleva la charge. Pour une charge de 900 kilogrammes, la flexion atteignit 65 millimètres; pour 1 350 kilogrammes elle s'éleva à 94 millimètres, toujours sans déformation permanente. Plusieurs autres essais donnèrent des résultats analogues. Ce type de poteaux a été employé sur la ligne de Los Angeles Englewood. La première partie de la ligne a des portées de 80 mètres; la section totale des lignes est de 573 millimètres carrés; les poteaux ont 22^m,50 de hauteur et la flèche maxima est de 1 mètre. Le prix d'un poteau est d'environ 30 francs par 100 kilogrammes; un poteau de 12 mètres pèse environ 530 kilogrammes.

(A suivre.)

B. L.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Procédé pour la production d'oscillations non amorties et son emploi en télégraphie sans fil. — V. Poulsen. — Elektrotechnische Zeitschrift, 8 novembre 1906.

L'auteur a inventé un nouveau système de télégraphie sans fil, reposant sur l'emploi d'ondes électriques non amorties. L'emploi d'ondes non amorties permet un accord si exact entre les postes que les chances d'interférence avec les postes voisins sont considérablement réduites.

Le phénomène bien connu de l'arc chantant de Duddell permet d'obtenir des oscillations non amorties et a fait l'objet d'études très complètes

(¹). Mais les fréquences atteintes ne dépassent guère 30 000 à 40 000 périodes par seconde, et l'intensité des courants alternatifs obtenus est faible.

L'auteur a trouvé, depuis plus de trois ans, un procédé pour obtenir pratiquement des ondes non amorties de fréquence et d'amplitude suffisamment grandes. Le procédé adopté repose sur l'emploi d'un arc électrique dans une atmosphère d'hydrogène, la présence de ce gaz permettant d'atteindre des fréquences beaucoup plus élevées, de l'ordre du million par seconde.

Dans ses premières expériences sur l'arc dans une atmosphère contenant de l'hydrogène, l'auteur employait des charbons horizontaux dont les extrémités étaient placées dans une flamme d'alcool ou de gaz, c'est-à-dire de la vapeur d'alcool ou de gaz. Avec du gaz, de l'hydrogène ou de l'éther, on obtenait une fréquence plus élevée qu'avec de la vapeur d'alcool. L'ammoniac a donné aussi une bonne action. Pour que l'on obtienne des oscillations électriques, il faut que la longueur de l'arc chantant soit comprise entre certaines limites : l'auteur appelle cette longueur « longueur active ». La longueur active croît avec l'intensité du courant d'alimentation et diminue quand la fréquence augmente. Le rapport entre la self-induction et la capacité dans le circuit oscillant peut être modifié dans de larges limites sans que les oscillations cessent. Pour une grandeur suffisante de la self-induction et de la capacité dans le circuit oscillant, on peut observer les phénomènes en jeu dans le gaz.

Au début de ses expériences, l'auteur a supposé que l'action particulière de l'hydrogène sur l'arc et les parties voisines des électrodes devait être attribuée à la grande faculté de refroidissement que présente l'hydrogène. Il est certain que l'arc est fortement refroidi quand il jaillit dans ce gaz : il est certain aussi que dans l'azote pur et dans certains autres gaz, on obtient une fréquence beaucoup plus élevée que dans l'air atmosphérique. La présence d'oxygène semble être nuisible, soit à cause d'un plus fort échauffement de l'arc et des électrodes, soit à cause d'une vaporisation mécanique produite par la réaction chimique, soit pour ces deux causes ensemble. La supériorité particulière de

(¹) Blondel. *Éclairage Électrique*, tome XLIV, 15 et 22 juillet 1905, pages 41 et 81.

L'hydrogène provient de ses propriétés spécifiques physiques. A la grande vitesse de l'atome-hydrogène est liée une grande conductibilité calorifique et une grande vitesse d'ionisation. Vraisemblablement, l'action n'est pas seulement thermique, mais surtout électrique.

Si l'on dispose l'arc au sein d'un champ magnétique puissant, la chute de tension dans l'arc est en général très élevée par rapport à la longueur de l'arc : elle atteint, par exemple, 440 volts pour une longueur d'arc de 3 millimètres et l'on peut, dans ces conditions, élever sensiblement la valeur de la self-induction au détriment de la capacité dans le circuit oscillant, ce qui permet d'obtenir entre les armatures du condensateur une différence de potentiel très élevée.

L'expérience a montré que l'emploi d'un champ magnétique augmente d'une façon générale l'action utile du circuit oscillant. En même temps, l'adoption d'un champ magnétique transversal a l'avantage que la position de l'arc est bien déterminée géométriquement par rapport aux électrodes, ce qui est important pour la constance des oscillations. Le champ magnétique peut être produit commodément par des électro-aimants dont les enroulements servent en même temps de bobines de self-induction.

Si l'hypothèse précédemment énoncée est exacte, que l'effet favorable de l'hydrogène provient de la bonne conductibilité calorifique de ce gaz, d'autres procédés assurant un bon refroidissement de l'arc doivent avoir le même effet. En fait, l'auteur a trouvé que l'on obtient de bons résultats en employant une électrode en cuivre et l'autre en charbon et en refroidissant artificiellement l'arc pour de fortes intensités de courant. L'anode était creuse et était parcourue par une circulation d'eau froide : la portion annulaire d'où jaillissait l'arc était amovible.

Pour maintenir constante pendant longtemps la longueur de l'arc, on peut faire tourner les charbons sur eux-mêmes autour de leur axe. Le champ magnétique souffle l'arc vers le haut, de sorte qu'il jaillit entre les bords supérieurs. On peut employer des crayons ordinaires en charbon, mais les bords doivent être nets et bien tournés. La vitesse périphérique peut être très faible, par exemple 0^m₁ par seconde. Il est bon de prendre des charbons de diamètre relativement élevé, et de les changer après une rotation complète, ou de les tourner pendant la rotation.

L'arc est enfermé dans une chambre appropriée dont les parois, à travers lesquelles passent les électrodes, peuvent être, par exemple, en marbre. Le gaz est amené dans cette chambre par la partie inférieure, ou bien éventuellement par un canal ménagé dans l'anode.

En général l'hydrogène additionné de carbures d'hydrogène donne de meilleurs résultats que l'hydrogène seul. L'auteur emploie volontiers du gaz d'éclairage ordinaire ou de l'hydrogène carburé en traversant un réservoir de naphte. Après avoir servi, le gaz s'échappe par un tube d'évacuation, car il est modifié par l'action des oscillations électriques et son efficacité diminue. Le gaz semble devenir d'autant plus rapidement inactif que l'énergie des oscillations est plus grande. Quoique la consommation de gaz ne soit pas exagérée, on peut, pour un service permanent, le régénérer facilement, comme l'indiquent des essais actuellement en cours et ayant pour but la détermination des causes d'inactivité du gaz usagé.

La figure 1 représente un oscillateur pour la production d'ondes électriques non amorties. La fréquence est d'environ 700 000 par seconde, la tension du courant continu d'alimentation est de 450 volts. En employant parallèlement à l'arc deux circuits oscillants de même fréquence inversement symétriques, on peut doubler la tension obtenue, comme on le voit immédiatement en examinant la figure 1. Avec un transformateur approprié, on peut élever la tension à la valeur que l'on veut.

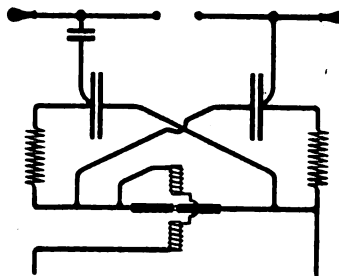


Fig. 1. — Oscillateur.

En ce qui concerne l'énergie convertie en oscillations électriques pour une tension donnée du courant d'alimentation, il y a lieu de remarquer qu'elle diminue quand la fréquence d'oscillations croît. Pour une fréquence donnée, l'énergie transformée en oscillations électriques croît

avec l'amortissement jusqu'à un certain maximum au delà duquel elle diminue plus vite qu'elle n'a crû. L'intensité d'oscillations croît aussi avec l'intensité du courant dans l'arc, mais seulement jusqu'à un certain point. Si l'on veut augmenter l'énergie d'oscillations, on peut mettre plusieurs arcs en série, et l'on obtient ainsi de bons résultats, comme l'ont montré des expériences faites en laboratoire. De même on peut employer plusieurs arcs en parallèle.

Avec une disposition convenable et une tension d'alimentation de 440 volts, l'auteur a obtenu, avec un seul arc, une énergie d'oscillations de 1 200 watts pour une fréquence de 160 000 périodes par seconde, et une énergie d'oscillations de 900 watts pour une fréquence de 240 000 par seconde.

Avec l'aide de l'ingénieur Pedersen, l'auteur a appliqué ce nouveau système à la télégraphie sans fil. Le montage du transmetteur est indiqué par la figure 2. Deux choses sont intéressantes

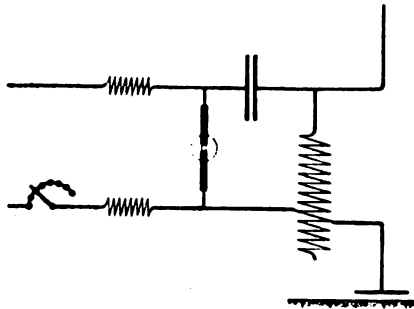


Fig. 2. — Transmetteur.

dans le transmetteur : les conditions d'accouplement et l'émission des signaux. En ce qui concerne l'accouplement, on peut employer les deux sortes d'accouplement utilisées en télégraphie sans fil. On peut intercaler l'arc directement dans le circuit de l'antenne et de son contre-poids, ou bien on peut recourir à un accouplement rigide ou lâche entre l'antenne et un circuit oscillant primaire.

Quand l'accouplement n'est ni tout à fait rigide ni tout à fait lâche, la fréquence d'oscillations du système n'est pas déterminée d'une façon suffisamment nette, car l'arc peut choisir l'une ou l'autre des deux fréquences d'oscillations possibles qui sont assez voisines : c'est pourquoi l'auteur emploie en général un accouplement très rigide ou très lâche. C'est là d'ailleurs une diffé-

rence entre l'ancien et le nouveau système. Avec le système à étincelles, on est obligé, pour obtenir un bon accord, d'employer un accouplement lâche, et la faiblesse de l'accouplement est limitée par la considération de l'action utile nécessaire. Dans le nouveau système, au contraire, l'accord est aussi net avec l'accouplement parfait qu'avec l'accouplement lâche. La figure 2 représente un transmetteur avec accouplement rigide.

Pour l'émission des signaux, on doit rejeter l'emploi d'une modification de la longueur d'ondes, car chaque poste transmetteur serait ainsi caractérisé par deux longueurs d'ondes et cela réduirait de moitié le nombre des postes qui peuvent travailler simultanément dans une même région sans interférer entre eux.

Un bon procédé consiste à mettre en circuit et hors circuit, au moyen d'une clé, l'antenne et son contre-poids. Pour que le générateur ne subisse pas de trop fortes variations de charge, il est bon de disposer la clé de façon qu'elle mette en circuit, au lieu de l'antenne, une charge compensatrice formée par un circuit oscillant dont la fréquence et l'amortissement correspondent à ceux de l'antenne, mais qui présente peu de radiation. Un autre procédé consiste à intercaler ou court-circuiter une résistance établie pour réduire suffisamment l'amplitude des oscillations. Cette méthode est très simple et les étincelles produites à la clé sont extrêmement faibles.

Une caractéristique du nouveau système est que la clé ne risque pas d'être endommagée par les étincelles comme dans les autres systèmes, parce que l'énergie instantanée avec laquelle on travaille est très faible en comparaison de celle en jeu dans les systèmes ordinaires.

On peut encore employer d'autres moyens pour l'émission des signaux, tels qu'une modification de l'amortissement, l'extinction et l'allumage de l'arc, une variation de longueur de l'arc rendant celui-ci actif ou inactif, une variation de l'intensité du champ magnétique ou du courant d'alimentation, etc.

Le circuit récepteur est représenté par la figure 3. Le circuit oscillant présente aussi peu d'amortissement que possible et est accouplé d'une façon aussi lâche que possible avec l'antenne pour que l'on puisse utiliser complètement les avantages de la résonance. Grâce à la continuité des ondes qui mettent en vibration le circuit récepteur, on peut disposer le détecteur

d'ondes de telle façon qu'il soit intercalé d'une façon intermittente dans le circuit oscillant : on évite ainsi l'amortissement résultant de la présence permanente de cet appareil dans le circuit.

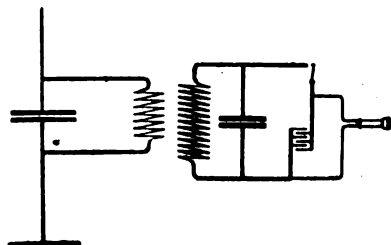


Fig. 3. — Récepteur.

On permet ainsi au circuit récepteur d'osciller librement sans amortissement, puis on intercale brusquement le détecteur d'ondes et l'on profite de l'énergie accumulée pendant un court intervalle de temps, après quoi l'on met le détecteur d'ondes hors circuit. Ces alternances peuvent évidemment être très rapides, de sorte que si l'on emploie un détecteur électrolytique, un thermo-élément ou un bolomètre, avec un téléphone, ce dernier donne un ton très net. L'organe qui établit le contact intermittent, nommé *tikker* par l'auteur, peut être un interrupteur actionné électromagnétiquement ou une roue dentée avec un ressort appuyant sur les dents. La nature des contacts ne semble pas indifférente : généralement, l'auteur emploie deux fils minces en or qui se croisent. Le son dans le téléphone est un peu plus fort quand on emploie du maillechort contre maillechort ou de l'argent contre acier : le fonctionnement est plus régulier avec de l'or contre or ou contre platine.

Le montage qui a donné les meilleurs résultats avec le *tikker* est le plus simple (figure 3) : il consiste en un circuit oscillant dont le condensateur, ou plutôt la self-induction est court-circuitée d'une façon intermittente par un condensateur de capacité relativement élevée (0,2 microfarad, par exemple) en parallèle avec le téléphone. Comme on le voit, c'est un dispositif purement électromagnétique.

D'autres montages permettent d'utiliser le téléphone avec un bolomètre, un thermo-élément, ou un détecteur électrolytique.

Un trait Morse étant représenté par une série ininterrompue d'ondes non amorties, on comprend facilement qu'il est avantageux d'intro-

duire un contact intermittent (*tikker*) en un point du système récepteur, quand on peut recevoir au téléphone. Les dispositions de *tikker* les plus avantageuses sont celles pour lesquelles le détecteur d'ondes n'est que momentanément relié au circuit oscillant, comme cela a été expliqué. Non seulement l'accord est ainsi plus parfait, mais en même temps, avec l'accouplement lâche, qui en pratique peut descendre à 0,02 ou même au-dessous, les oscillations très fortement amorties, telles que celles provenant des décharges atmosphériques, ou d'autres postes transmetteurs, n'impressionnent pas le détecteur.

On peut adopter de nombreux montages différents pour le circuit récepteur, mais, quel que soit le montage employé, on peut dire que le circuit récepteur est caractérisé d'une façon générale par un faible amortissement du secondaire et l'accouplement lâche avec l'antenne, ainsi que par une variation périodique en un point du système récepteur, variation réalisée simplement par un contact intermittent.

L'acuité de l'accord que l'on peut obtenir actuellement avec ce système atteint 1 %. Par exemple les postes A et B peuvent communiquer ensemble avec une longueur d'ondes de 606 mètres, pendant que les stations D et C peuvent travailler avec une longueur d'ondes de 600 mètres sans qu'il y ait interférence entre les signaux, chaque poste recevant uniquement ceux qui lui sont destinés. Avec trois circuits récepteurs branchés sur la même antenne, on a pu recevoir simultanément, sans interférence, trois télégrammes différents : la différence entre les longueurs d'ondes s'élevait à 3 à 4 %. L'oscillateur permettant d'obtenir des longueurs d'ondes comprises entre 300 et 3000 mètres, le nombre de postes travaillant simultanément dans la même région peut être élevé. Les grandes longueurs d'ondes doivent être employées pour les transmissions à longues distances.

La première station établie avec ce système fut installée à la fin du mois de mai 1905 à Lyngby : le poste récepteur était situé à 15 kilomètres de distance. Ensuite, une station réceptrice fut établie à 45 kilomètres, et reçut les signaux aussitôt après son installation. Enfin un troisième poste fut établi à 300 kilomètres et les signaux furent nettement reçus au téléphone, même quand l'énergie dépensée au transmetteur s'élevait à 700 watts seulement et l'énergie radiée à 100

watts. La différence de potentiel entre l'antenne et la terre n'était que de 2000 volts environ. Les longueurs d'ondes employées étaient comprises entre 1000 et 750 mètres. Plus tard, le champ magnétique de l'arc ayant été renforcé, on obtint, pour une longueur d'ondes de 860 mètres, une radiation de 400 watts environ : l'énergie dépensée était de 2800 watts sous 240 volts au primaire.

Le poste récepteur d'Esbjerg ayant été établi pour recevoir tous les signaux hertziens, on obtint un enchevêtrement de signaux danois, allemands et anglais, accompagnés de signaux parasites des décharges atmosphériques. Après emploi de l'accouplement lâche et du tikker, on ne perçut plus que les signaux provenant de Lyngby.

R. V.

MESURES

Sur les points morts de l'aiguille d'un galvanomètre balistique. — A. Russell. — *Physical Society.*

Les effets produits par un champ magnétique alternatif sur une aiguille magnétique suspendue ont été étudiés par plusieurs physiciens. La connaissance de ces effets étant d'une grande importance pour la compréhension des phénomènes en jeu dans une aiguille ou une bobine de galvanomètre, l'auteur résume brièvement la théorie des phénomènes généraux.

Effet d'un courant alternatif sur l'aiguille ou la bobine d'un galvanomètre. — Soit un galvanomètre ordinaire Kelvin à miroir, relié par l'intermédiaire d'une résistance à une source de courant alternatif. On suppose d'abord que le miroir et, par suite, l'aiguille, est perpendiculaire à l'axe de la bobine du galvanomètre et est en équilibre stable dans cette position avant que l'interrupteur soit fermé. Si la valeur efficace du courant alternatif est inférieure à une certaine valeur critique, l'aiguille est toujours dans un équilibre stable après la fermeture de l'interrupteur, mais la période de l'oscillation est plus longue. A mesure que l'intensité de courant approche de la valeur critique, la période d'oscillation devient de plus en plus longue et, quand elle est égale à la valeur critique, l'équilibre est neutre. Pour de plus grandes valeurs du courant alternatif, le spot lumineux se déplace

sur toute l'échelle d'un côté ou de l'autre. Si l'aiguille est en équilibre stable, l'effet du champ alternatif est de la rendre plus sensible aux impulsions magnétiques.

Si l'on tord le fil de suspension ou que l'on déplace l'aimant directeur de telle façon que le spot lumineux ne reste pas au centre de l'échelle au début, lorsqu'on augmente l'intensité du courant alternatif, le spot lumineux se déplace pour atteindre une nouvelle position d'équilibre.

Le premier cas est appelé déviation bilatérale; le second déviation unilatérale.

Des effets semblables sont produits par un courant alternatif dans un galvanomètre d'Arsonval. Dans ce cas, quand le spot lumineux est au centre de l'échelle, la bobine est dans un équilibre stable. Si la bobine mobile est enfermée dans un cylindre métallique amortisseur, on peut observer une faible déviation unilatérale.

Pour expliquer ces effets, l'auteur considère d'abord le cas d'un galvanomètre à miroir de Kelvin. Soit Mk^2 le mouvement d'inertie du miroir et de l'aiguille par rapport à l'axe passant par le fil de suspension, θ_0 la déviation angulaire initiale du miroir et θ sa déviation au temps t . L'équation déterminant le mouvement est la suivante

$$Mk^2 \frac{d^2\theta}{dt^2} + 2b \frac{d\theta}{dt} + \mu H \sin(\theta - \theta_0) = \mu Gi \cos \theta + \gamma i^2 \sin \theta \cos \theta. \quad (1)$$

Dans cette expression, $2b(d\theta/dt)$ représente le couple d'amortissement dû au frottement de l'air, μ le moment magnétique de l'aiguille, H l'intensité du champ directeur, b le coefficient du galvanomètre, c'est-à-dire l'intensité de champ aux pôles magnétiques de l'aiguille due au courant unité dans la bobine du galvanomètre, et i la valeur instantanée du courant alternatif traversant la bobine. D'après Rayleigh, on suppose que l'aimantation de l'aiguille comprend une partie constante et une partie proportionnelle à la force magnétique appliquée. Si l'on suppose que les courants de Foucault dans l'aiguille soient négligeables, le couple produit par la composante variable de son magnétisme est égal à $\gamma i^2 \sin \theta \cos \theta$, en appelant γ une constante.

La fréquence du courant alternatif étant très élevée en comparaison de la période propre d'oscillations de l'aiguille du galvanomètre, et l'amplitude des oscillations forcées étant généralement

très faible, on voit que la position apparente d'équilibre du spot lumineux est donnée par l'équation.

$$\mu H \sin(\theta - \theta_0) = \gamma A^2 \sin \theta \cos \theta,$$

en appelant A la valeur efficace du courant alternatif. Si θ et θ_0 ont de faibles valeurs, on a

$$(\theta - \theta_0)/\theta = \gamma A^2/(\mu H).$$

L'auteur a vérifié expérimentalement cette équation et a trouvé que, pour une valeur donnée de A, l'expression $(\theta - \theta_0)/\theta$ est pratiquement constante. Si, cependant, A varie entre de larges limites, la concordance entre la formule et l'expérience n'est pas aussi satisfaisante.

Si l'on suppose que la déviation de la bobine mobile est due aux courants de Foucault, on trouve la relation

$$(\theta_0 - \theta)/\theta = kA^2,$$

k étant une constante. Pour une valeur donnée de A, l'auteur a trouvé expérimentalement pour $(\theta_0 - \theta)/\theta$ une valeur pratiquement constante, mais quand A variait, ce rapport n'était qu'approximativement constant.

Position neutre de l'aiguille pour des courants continus. — Puisque le moment des forces appliquées agissant sur l'aiguille est mesuré par $Mk^2(d^2\theta/dt^2)$, on a, comme dans l'équation (1)

$$Mk^2(d^2\theta/dt^2) = \mu Gi \cos \theta + \gamma i^2 \sin \theta \cos \theta - \mu H \sin(\theta - \theta_0)$$

— couple retardateur dû au frottement de l'air
+ couple dû aux courants de Foucault dans l'aiguille.

On trouve la déviation θ en résolvant l'équation :

$$\mu Gi \cos \theta + \gamma i^2 \sin \theta \cos \theta = \mu H \sin(\theta - \theta_0).$$

Si le deuxième membre de l'équation est nul, $\theta = \theta_0$ est une position d'équilibre et il n'y a pas de déviation. Dans ce cas, on a :

$$\mu G/\gamma = -i \sin \theta_0.$$

Dans plusieurs types de galvanomètres, la position neutre pour un courant donné peut être trouvée facilement, et cette équation peut être employée pour déterminer le rapport de μG à γ .

(A suivre.)

R. R.

Sur le calcul des erreurs relatives dans les mesures. — H.-G. Solomon. — *Electrical Review*, octobre 1906.

La détermination des erreurs relatives d'un appareil de mesure est fréquemment faite d'une façon très défectueuse.

D'une façon générale, connaissant l'erreur en % et la lecture faite, on multiplie cette dernière par l'erreur en % divisée par 100, et l'on obtient l'erreur absolue. Si les indications de l'appareil sont trop élevées, on soustrait cette erreur absolue du résultat; si elles sont trop basses, on l'ajoute. Les résultats obtenus de cette façon sont exacts si les erreurs en % se rapportent aux indications de l'appareil, mais sont tout à fait inexacts si ces erreurs en % se rapportent à l'exactitude absolue de l'appareil. Pour de faibles valeurs de l'erreur relative, les différences dans les résultats sont certainement très faibles, mais elles deviennent très importantes quand les erreurs en % sont élevées. La question n'est pas de déterminer la différence, faible ou importante, entre les deux méthodes d'évaluation de l'erreur relative, mais de savoir quelle méthode l'on doit employer pour éviter l'ambiguïté et les méprises.

La valeur et la signification de l'erreur relative dépendent de la méthode de calcul employée et non de la base d'appréciation. Ainsi, pour un compteur électrique, on peut prendre comme base d'appréciation le temps, la constante de l'appareil, la charge (watts ou ampères), la vitesse s'il s'agit d'un compteur moteur, etc.

L'erreur relative est une fraction et la différence entre les deux méthodes d'évaluation dépend de la signification donnée au dénominateur de cette fraction.

Méthode A. — L'erreur relative se rapporte aux lectures et peut être appliquée directement. Dans cette méthode, l'erreur relative est exprimée par la formule

$$p = \pm 100 \frac{D - D'}{D}, \quad (1)$$

en appelant p l'erreur relative, D l'indication de l'appareil essayé, D' l'indication d'un appareil étalon.

L'erreur absolue à une charge quelconque $D - D'$ est obtenue en multipliant par $p/100$ l'indication de l'appareil D, et ce produit (erreur absolue) doit donner la valeur absolue D'. Par

exemple, l'auteur suppose qu'un compteur indique 635 watts et qu'à cette charge l'erreur relative soit -2% . L'erreur absolue est $635 \times (2/100) = 12,7$ watts, et la valeur exacte de la puissance est $635 + 12,7 = 647,7$ watts. La formule (1) répond à la méthode employée généralement.

Méthode B. — L'erreur relative se rapporte à l'exactitude absolue et ne peut pas être appliquée directement. Dans ce cas la formule de l'erreur relative est

$$p' = \pm 100 \frac{D - D'}{D'}; \quad (2)$$

D et D' ont les mêmes significations que précédemment. L'erreur p' diffère de l'erreur p , donnée par la formule précédente. On voit que le produit de $p'/100$ par l'indication de l'appareil ne donne pas l'erreur absolue exacte. D'après cette méthode, l'erreur relative est le rapport en $\%$ de la différence absolue entre l'indication de l'appareil et sa valeur absolue à la valeur absolue elle-même : les numérateurs des formules (1) et (2) sont identiques, mais les dénominateurs diffèrent.

La valeur absolue D' est connue seulement quand l'appareil a été étalonné : le problème est de trouver cette valeur D' d'après les valeurs connues de l'erreur relative et de D. Pour obtenir l'erreur absolue et la valeur absolue de l'indication de l'appareil, il faut déterminer un facteur qui varie avec la nature de l'erreur, c'est-à-dire suivant qu'elle est positive ou négative.

On voit, d'après l'équation (2), que l'erreur absolue, lorsque l'appareil donne des indications trop élevées, est donnée par la formule

$$D - D' = \frac{p'}{p' + 100} D. \quad (3)$$

Si l'appareil donne des indications trop basses, on a

$$D - D' = \frac{p'}{p' - 100} D. \quad (4)$$

Le facteur est $p'/(p' + 100)$ ou $p'/(p' - 100)$:

le produit de ce facteur par l'indication de l'appareil donne l'erreur absolue.

Par exemple, si un compteur a une erreur de $+4$ (déterminée d'après la méthode B) et si la puissance absorbée dans le circuit est, d'après des indications, de 315 watts, l'erreur absolue est $315 \times 4/(4 + 100) = 12,1$ watts si le compteur marque trop haut, et la valeur vraie de la puissance consommée est $315 - 12,1 = 302,9$ watts. Si les indications du compteur étaient trop faibles, on aurait comme erreur absolue $315 \times 4/(4 - 100) = -13,1$ watts. La puissance réellement absorbée serait de $315 + 13,1 = 328,1$ watts.

Le facteur de multiplication peut être exprimé de différentes façons. On voit facilement que

$$D' = \frac{100}{100 + p'} D \quad (5)$$

si l'appareil marque trop haut, et

$$D' = \frac{100}{100 - p'} D, \quad (6)$$

si l'appareil marque trop bas.

Évidemment, au point de vue pratique, la méthode A doit être préférée à la méthode B qui donne une erreur pouvant être employée directement.

Il peut être intéressant d'ajouter qu'au laboratoire des étalons électriques du Board of Trade, l'exactitude (ou, plus rigoureusement l'inexactitude) d'un compteur n'est pas donnée par une erreur relative, mais par un facteur de multiplication.

La formule du Board of Trade est :

$$K = D'/D, \quad (7)$$

K étant le facteur de multiplication, D l'indication de l'appareil étudié et D' l'indication de l'étalon. Le dénominateur de cette fraction est le même que le dénominateur de la formule A : la méthode du Board of Trade est beaucoup plus commode car elle est d'un emploi plus direct.

R. R.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — ÉRIC GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

L'ARC MÉTALLIQUE (*Fin*)⁽¹⁾.

De nombreuses tentatives faites pour combiner deux oxydes dont l'un agirait comme conducteur et l'autre comme producteur de lumière ont échoué.

La lampe à magnétite est un exemple de ces tentatives. L'une des électrodes est un tube de fer rempli d'un mélange en poudre de 25 % d'acide titanique, 5 % de chromate de fer et de l'oxyde noir de fer avec un peu de fluorure de potassium. Pour que la « magnétite » puisse lutter contre le crayon de charbon, il faudrait que la masse du crayon fût homogène et compacte en tous les points afin de donner un arc continu, fixe et uniforme. La nécessité de l'homogénéité est mise en évidence par l'exemple suivant : si l'on prend une baguette de cuivre massive et si on la compare à un tube de cuivre rempli de fragments de différentes grosseurs, on voit facilement qu'il y a une grande différence de conductibilité entre ces deux types d'électrodes. Cette différence de conductibilité présente un très grave inconvénient dans le cas du tube rempli de fragments, car non seulement la faible conductibilité de ceux-ci tend à augmenter la dépense d'énergie nécessaire pour la production et l'entretien de l'arc, mais elle produit un papillotement incessant et des fluctuations de gaz incandescent, à cause de l'effort du courant pour surmonter la résistance variable des différentes particules de dimensions variables, séparées les unes des autres par des distances variables.

Pour pouvoir éviter la résistance élevée et variable de la poudre de magnétite, les constructeurs ont été obligés d'employer un tube de fer non seulement comme récipient contenant la poudre, mais aussi comme conducteur. Il en résulte un accroissement de fluctua-

(1) Voir *Eclairage Electrique*, tome XLIX, 24 novembre 1906, page 281.

tions de l'arc, dues à la tendance qu'il manifeste à prendre le chemin le moins résistant, c'est-à-dire le tube de fer. La nature de l'arc change donc à chaque instant, celui-ci sautant du fer à la poudre de magnétite et inversement. Il est bien évident que l'arc au fer est à rejeter d'une façon absolue.

Si l'arc jaillit entre des électrodes homogènes contenant, par exemple, de la magnétite, de l'acide titanique, du carbure de titanium, ou du chromate de fer, l'arc a une nature et une couleur homogènes. Même si l'on mélange ces différents ingrédients en une poudre plus ou moins homogène que l'on comprime, mécaniquement ou autrement, sous forme d'un corps solide, sans employer de tube de fer, l'arc produit dans ces conditions, ne peut absolument pas être d'un type et d'une couleur homogènes. A plus forte raison, quand ces corps sont simplement empilés dans un tube de fer, l'arc varie perpétuellement.

Pour éliminer les inconvénients des électrodes en magnétite, il est nécessaire de considérer que :

- 1° La composition chimique du corps qui constitue l'électrode doit être homogène ;
- 2° L'électrode doit être compacte et conductrice par elle-même ;
- 3° La magnétite elle-même est un conducteur relativement mauvais de l'électricité et donne un arc de faible éclat et de couleur peu avantageuse ;
- 4° La magnétite contient des impuretés qu'il est difficile d'enlever et qui donnent de mauvais résultats dans l'arc ;
- 5° Il se produit dans l'arc à magnétite une oxydation du fer en oxyde rouge qui abaisse l'éclat de l'arc ;
- 6° L'acide titanique est un très mauvais conducteur électrique. C'est, dans la constitution de l'électrode, le seul élément qu'il est désirable de conserver pour la production de la lumière. Malheureusement, par suite de sa résistance élevée, la quantité de ce corps que l'on peut ajouter à l'électrode est limitée : l'éclat dû à la présence de l'acide titanique ne peut donc pas être augmenté au delà d'une valeur relativement peu élevée ;
- 7° Le carbure de titanium est décomposé dans l'arc et ne donne pas une lumière avantageuse.

Si donc on analyse en détail l'électrode de l'arc dit à magnétite, on voit que, toute question de mécanisme de la lampe et de prix mise à part, cet arc ne peut pas avoir de succès comme source lumineuse. En confectionnant avec tous ces ingrédients une électrode compacte, on obtient des résultats beaucoup plus satisfaisants.

Parmi tous les métaux, le titanium est le meilleur corps pour l'établissement d'électrodes de lampes à arc et possède un spectre extrêmement riche. A cause de sa faible conductibilité électrique, il ne peut être employé avantageusement dans les électrodes que si on le combine avec un métal ayant une conductibilité élevée, tel que le fer, le cuivre, etc. La combinaison du titanium ou d'un autre corps lumineux de faible conductibilité électrique avec un métal de conductibilité électrique élevée, mais d'un faible éclat est notre invention. Tout mélange mécanique de composés du titanium avec des corps plus ou moins conducteurs tels que la magnétite ne doit évidemment pas remplir les conditions requises pour un bon illuminant, comme le montre bien le fonctionnement de la lampe dite à magnétite. Dans cette lampe, il y a, comme nous l'avons déjà dit, 25 % d'acide titanique, un peu de chromate de fer et de fluorure de potassium, et enfin de la magnétite. Le chromate augmente la durée des électrodes, et le sel de potassium stabilise l'arc. Il est évident que la présence de tant d'ingrédients en combinaison simplement mécanique doit rendre mauvaise cette électrode complexe.

Les expériences faites pour réduire la surface de ces électrodes ou la recouvrir électroly-

tiquement d'une couche de fer ou de cuivre n'ont pas réussi. La réduction partielle augmente le papillotement et l'instabilité de l'arc. La proportion d'ingrédients employés pour la fabrication d'électrodes solides était de 80 parties de magnétite, 20 parties d'hématite et 7 à 8 parties d'oxyde de titanium. On ne peut pas employer plus de 9 à 10 parties d'oxyde de titanium sans que le papillotement et l'instabilité de l'arc soient exagérés. Les ingrédients étaient finement pulvérisés au moyen de meules et mélangés pendant 48 heures dans des malaxeurs avec de l'eau, de la glycérine, ou quelque'autre liant semblable. L'eau contenue dans la masse ainsi obtenue était enlevée au moyen de cylindres tournants chauffés à la vapeur. La matière plastique qui restait était moulée en crayons à la presse hydraulique sous une pression de 500 atmosphères. Les crayons étaient séchés d'abord à l'air libre, puis à l'air chauffé à 500°. Finalement, les crayons étaient portés à 1 200° ou 1 300° dans un fourneau à gaz. L'expérience a montré que, plus la température de traitement des électrodes était élevée, plus l'éclat lumineux était accru, et plus la durée des électrodes était courte. Une légère addition d'acide borique à la masse des crayons a semblé augmenter la durée et diminuer l'éclat lumineux, ce qui est probablement dû à une combinaison chimique de l'acide borique avec les oxydes. L'addition d'autres produits chimiques pour stabiliser l'arc, tels que, par exemple, le titaniure de potassium, le carbonate de potassium, etc. nous semblent ne donner aucun résultat.

La résistance des crayons cuits d'environ 1^m,25 de diamètre et de 12^m,5 de longueur était comprise entre 44 700 et 624 800 ohms. En couvrant les crayons avec une pellicule de graphite, on abaissait la résistance à 4,88 ou 6,24 ohms.

Pour déterminer la différence dans les propriétés des crayons d'après leur conductibilité, nous avons chauffé un certain nombre d'entre eux à 1 150° en présence de charbon pour les réduire. La résistance finale fut comprise entre 11 et 28 ohms. Des crayons chauffés à la même température et pendant la même durée sans la présence de charbon présentèrent une résistance comprise entre 594 000 et 9830 000 ohms.

Pensant que le degré de réduction joue un rôle dans l'arc, nous avons fait quelques expériences pour déterminer l'influence du phénomène d'oxydation dans l'arc. Pour ces expériences, les électrodes avaient été préparées de la façon ordinaire. Une fournée contenait la proportion ordinaire d'hématite et de magnétite; la deuxième fournée ne contenait pas d'hématite du tout; la troisième fournée ne contenait pas de magnétite du tout. Les trois fournées contenaient une quantité identique d'oxyde de titanium (7,5 parties) et toutes étaient traitées pendant la même durée et exactement dans les mêmes conditions, autant que cela était possible. L'arc le plus lumineux fut produit par les crayons contenant seulement de la magnétite et de l'oxyde de titanium. L'arc le moins lumineux était produit par les crayons contenant seulement de l'hématite et de l'oxyde de titanium. Le mélange de 80 parties de magnétite et 20 parties d'hématite produisait un arc d'intensité lumineuse moyenne. L'hématite représentant le produit final d'oxydation du fer, la conclusion de ces expériences est que *l'oxydation est un facteur favorable pour la production de lumière dans l'arc*, c'est-à-dire que celui-ci est de plus en plus lumineux au fur et à mesure que les électrodes peuvent s'oxyder davantage.

Afin de vérifier cette conclusion, nous avons fait des expériences supplémentaires. Des électrodes provenant d'une même fournée furent soumises à différents degrés de réduction et la lumière produite fut mesurée. Dans tous les cas, les crayons les plus réduits donnèrent une lumière plus considérable, et la lumière produite par les crayons dont la réduction était complète avait une valeur à peu près double de celle produite par les crayons non réduits de la même fournée. Une fournée contenant 50 % de magnétite et 50 % d'oxyde de titanium fut soumise à différents degrés de réduction; les résultats furent les suivants:

Les crayons complètement réduits produisent un arc donnant 1 271 bougies ;

Les crayons partiellement réduits produisent un arc donnant 1 000 bougies ;

Les crayons faiblement réduits produisent un arc donnant une lumière de 868 bougies ;

Les crayons non réduits produisent un arc donnant une lumière de 700 bougies.

Toutes ces valeurs sont relatives à l'éclairement horizontal. L'arc était alimenté par du courant continu à 150 volts : le courant avait une valeur de 3,4 ampères sous une chute de tension de 105 à 110 volts.

Non seulement le traitement de réduction double le rendement de l'arc, mais encore il permet l'emploi d'une beaucoup plus forte proportion d'oxyde de titane dans la masse des crayons. Dans les crayons non réduits ou partiellement réduits, on ne peut pas atteindre une proportion de 10 % d'oxyde de titane, car l'arc papillote tellement qu'aucune mesure photométrique exacte n'est possible. Avec des crayons réduits, l'arc ne papillote pas, même pour une proportion de 90 % d'oxyde de titane avec 10 % de magnétite. Il semble néanmoins exister une limite au delà de laquelle une addition supplémentaire d'oxyde de titane est à peine avantageuse. Le maximum de rendement de l'arc n'est évidemment pas la seule chose à considérer. Nous avons obtenu les meilleurs résultats avec des électrodes contenant 50 % d'oxyde de titane et 50 % de magnétite. Les crayons parfaitement réduits sont métalliques en tous les points, sont plus durs que l'acier à outils et peuvent acquérir un très beau poli. Quand ils sont prêts à être employés, ils ont l'air de cylindres d'acier ordinaire.

Évidemment toute substance appropriée peut remplacer l'oxyde de titane et un oxyde métallique quelconque peut remplacer l'oxyde de fer. Par exemple, l'oxyde de magnésium peut être combiné avec un oxyde de cuivre et réduit ensuite à l'état métallique.

Nos expériences indiquaient un nouveau progrès dans le perfectionnement de l'arc métallique-électrolytique, à savoir qu'un alliage de titane avec un métal bon conducteur tel que le fer, le cuivre, etc. doit donner d'excellents résultats. Toutefois, nous avons eu beaucoup de peine à nous procurer des alliages de titane. Après bien des démarches auprès de différents chimistes et métallurgistes, nous nous sommes adressés au D^r Rossi qui, au prix de grands efforts, est parvenu à fabriquer commercialement du ferro-titane, du cupro-titane et d'autres alliages de titane. Les procédés employés par le D^r Rossi sont couverts par de nombreux brevets.

Avec différents échantillons d'alliages de titane fournis par ce fabricant, nous avons préparé des crayons de lampes à arc et nous avons fait sur eux une série d'expériences. Les résultats ont surpassé nos prévisions. Une quantité relativement faible de titane mélangée à d'autres métaux transforme le spectre de ces derniers et produit un arc dont la puissance lumineuse est tout à fait hors de proportion avec la quantité de titane contenue dans la masse des crayons.

Des alliages d'autres métaux, dont les oxydes se distinguent par la lumière intense produite dans l'arc, tels que le magnésium, le zirconium, etc. avec des métaux non lumineux mais conducteurs, produisent des effets semblables. Nous pouvons donc dire que nos travaux ouvrent un nouveau champ pour l'arc métallique, ou plus exactement pour l'arc métallique-électrolytique, comme source de lumière de l'avenir.

Pour mettre en évidence la valeur technique de notre invention, nous avons étudié quelques échantillons de nos crayons de lampes à arc. Ces échantillons seront désignés de la façon suivante :

- B. 80 % de ferro-titane ;
- C. 30 % d'oxyde de titane ; 70 % de magnétite ;
- F. Charbons moulés homogènes de 1^{cm},25 de diamètre.

Les essais furent faits au laboratoire de photométrie. Ils furent exécutés d'abord avec une lampe à arc réglée à la main sur un circuit à courant continu alimenté par une batterie d'accumulateurs de 60 éléments donnant 120 volts approximativement. Par suite de la nature de l'arc, il fut impossible de maintenir avec ce genre de lampe un arc de longueur supérieure à 9^{mm},5 et absorbant plus de 48 à 55 volts. Les résultats des mesures photométriques et des mesures relatives à la durée du crayon sont résumés par le tableau VII qui indique les valeurs moyennes trouvées dans plusieurs expériences.

TABLEAU VII
Résultats des expériences faites avec une lampe à main.

	B FERRO-TITANIUM	C OXYDES	F CARBONE HOMOGÈNE
A 3,5 ampères.			
Bougies sphériques moyennes.	510	283	84
Watts par bougie.	0,579	0,701	2,5
Ampères.	3,51	3,5	3,5
Volts.	48,3	55,0	49,1
Watts.	169,4	195,4	171,4
Longueur de l'arc (estimée) : cm.	0,94	0,875	0,3
Durée du crayon négatif (heures par cm.).	1 h. 32 m.	1 h. 36 m.	1 h. 7 m.
Diamètre des crayons : cm.	1,42	1,3	1,25
Résistance en ohms par cm.	0,00066	0,00112	0,0336
Poids par cm. (grammes).	3,36	5,75	1,94
A 6,6 ampères.			
Bougies sphériques moyennes.	968	737	243
Watts par bougie.	0,341	0,436	1,35
Ampères.	6,6	6,6	6,6
Volts.	49,5	48,7	50,1
Watts.	326,7	321,4	330,3
Longueur de l'arc (estimée) : cm.	1	0,94	0,45
Durée du crayon négatif (heures par cm.).	0 h. 26 m.	0 h. 47 m.	0 h. 40 m.
A 9,6 ampères.			
Bougies sphériques moyennes.	1135	Fusion excessive	485
Watts par bougie.	0,330	pour	0,986
Ampères.	9,6	9,6 ampères.	9,6
Volts.	39	"	50
Watts.	374,4	"	480
Longueur de l'arc (estimée) : cm.	0,94	"	0,475

Les chiffres moyens indiqués ont été obtenus généralement avec un crayon de charbon comme électrode positive supérieure. Avec une électrode positive en cuivre, les résultats sont un peu plus faibles comme puissance lumineuse, mais pas beaucoup plus faibles : les chiffres ainsi obtenus ont été compris dans les moyennes. Le crayon positif en cuivre n'est évidemment pas consumé dans l'arc quand on l'emploie avec un crayon en titanium. Il présente une faible diminution de poids, due probablement à l'oxydation et à la fusion de la surface du cuivre sous l'effet de la température élevée.

Le crayon en oxydes (oxyde de titanium et magnétite) fut ensuite étudié dans une lampe

à arc à potentiel constant sur un courant de 4,5 ampères environ : il était placé au-dessous d'un charbon ordinaire, et l'expérience fut faite d'abord avec le charbon comme électrode négative, puis avec le charbon comme électrode positive. Le crayon d'oxydes ne pouvant pas être placé dans le porte-charbon supérieur de la lampe, une expérience fut faite ensuite avec la lampe à main avec des crayons d'oxydes placés tantôt en haut et tantôt en bas. Les résultats obtenus sont résumés par le tableau VIII, pour deux séries de mesures faites l'une à 60 volts environ et l'autre à 70 volts.

TABLEAU VIII
Expériences avec des crayons à oxydes (oxyde de titane et magnétite).

	Charbon en haut — Oxydes en bas +	Charbon en haut + Oxydes en bas —	Oxydes en haut — Oxydes en bas —
A 60 volts.			
Bougies sphériques moyennes.	54,4	448	624
Watts par bougie.	5,21	0,60	0,41
Ampères.	4,52	4,18	4,25
Volts.	62,8	64,8	61,2
Watts.	283,9	270,9	260,1
Longueur de l'arc (estimée) : cm.	1,87	1,87	1,75
A 70 volts.			
Bougies sphériques moyennes.	46,9	590	1 015
Watts par bougie.	6,63	0,56	0,30
Ampères.	4,35	4,35	4,30
Volts.	71,5	72	70
Watts.	311	314	301
Longueur de l'arc (estimée) : cm.	2,2	2,2	1,87

La distribution de la lumière dans les expériences faites sur les crayons en ferro-titanium, en oxydes, et en carbone, à 3,5 ampères et 50 à 55 volts, est représentée sur la figure 3. La distribution observée dans l'essai avec crayon d'oxydes dans la lampe à potentiel constant à 4,2 ampères et 70 volts est représentée sur la figure 4. Toutes les mesures de l'intensité lumineuse ont été faites avec le photomètre à arc de Matthews. La durée des crayons a été évaluée d'après l'usure dans un essai de 1 heure et demie à 2 heures, les crayons ayant été pesés après et avant l'expérience.

Pour permettre la comparaison, nous avons tracé sur la figure 4 la courbe F empruntée aux travaux du P^r Matthews. Cette courbe donne le résultat d'un grand nombre de mesures et représente la distribution de la lumière d'un arc série ordinaire en vase clos employé d'une façon courante en Amérique. Les mesures ont été faites pour un courant constant de 6,8 ampères avec 70 volts aux bornes de l'arc, l'arc étant muni d'un globe intérieur opalin et d'un globe extérieur clair. La lampe à arc série en vase clos donne 303 bougies sphériques moyennes à 476 watts, soit 1,57 watt par bougie sphérique moyenne. La durée des charbons est d'environ 100 heures.

La lumière produite par les crayons en ferro-titanium et en oxydes (oxyde de titane et magnétite) est tout à fait blanche à l'œil. Au spectroscope, elle présente le spectre solaire entier avec l'éclat particulier dans le jaune et dans les portions voisines verte et orange.

L'arc lui-même, qui produit la plus grande partie de la lumière, présente quelques parti-

cularités caractéristiques. L'arc normal avec un charbon positif ou un crayon de cuivre positif à la partie supérieure et un crayon en ferro-titanium ou en oxydes à la partie inférieure a une longueur de 1^m,25 environ pour 50 à 55 volts et de 1^m,85 à 2^m,2 pour 70 volts. Il a environ 3 millimètres de diamètre et semble émaner du crayon en titanium. Aux tensions plus élevées, l'arc est très instable et se rompt facilement. A partir de 50 ou 55 volts, il siffle. Quand la tension et la longueur de l'arc augmentent, le sifflement diminue et le seul son produit est celui de la vapeur qui s'échappe. Le point de contact de l'arc avec l'une ou l'autre électrode se déplace constamment et il en résulte un flottement de la lumière émise. Cet inconvénient est fortement éliminé par l'emploi d'un arc long et serait probablement insensible pour un arc enveloppé d'un globe opale ou opalin.

Les essais de durée ont été faits à 50 ou 55 volts, c'est-à-dire à une tension plus basse que celle à laquelle les crayons sont destinés à fonctionner. D'après d'autres essais et d'après des expériences précises en cours, on peut évaluer à 4 ou 5 heures par centimètre la durée d'un crayon en oxydes de 1^m,25 de diamètre. On n'éprouvera pas de difficulté, en proportionnant convenablement le diamètre et la longueur des crayons, à atteindre une durée de 100 heures, c'est-à-dire la durée normale d'une lampe à arc à charbons en vase clos. L'arc pouvant avoir une longueur voisine de 2 centimètres, on pourra, en augmentant le diamètre du crayon de titanium, augmenter très sensiblement la durée d'un crayon : on peut ainsi obtenir actuellement des durées bien supérieures à celles indiquées ci-dessus.

Comme cela a été dit, quand le crayon de titanium est négatif et placé à la partie inférieure, l'arc a environ 2 centimètres de longueur à 70 volts : il a 3 millimètres de diamètre et est d'une couleur blanche particulière. L'arc lui-même est absolument net et bien défini : ce n'est pas un arc à flamme, d'après le sens qu'on donne généralement à cette désignation. Les mêmes résultats sont obtenus soit avec du charbon soit avec du cuivre comme électrode positive. L'arc, les gaz et les matières transportées vont normalement de l'électrode négative inférieure à l'électrode positive supérieure. Si l'on inverse le sens du courant, c'est-à-dire si le crayon inférieur en titanium est positif, on obtient un arc de caractère tout à fait différent. Le diamètre de l'arc augmente de 3 à 6 ou 7 millimètres. Pour une même différence de potentiel, la longueur est aussi un peu accrue et atteint environ 2^m,5. Le flottement indiqué ci-dessus disparaît, la direction de l'arc semble être toujours du crayon inférieur positif vers le charbon ou le cuivre supérieur négatif, mais la puissance lumineuse est très faible et la teinte est rougeâtre. Par suite de sa fixité, de l'absence de fluctuation, de son grand diamètre et de sa longueur élevée, cet arc présente plusieurs particularités intéressantes.

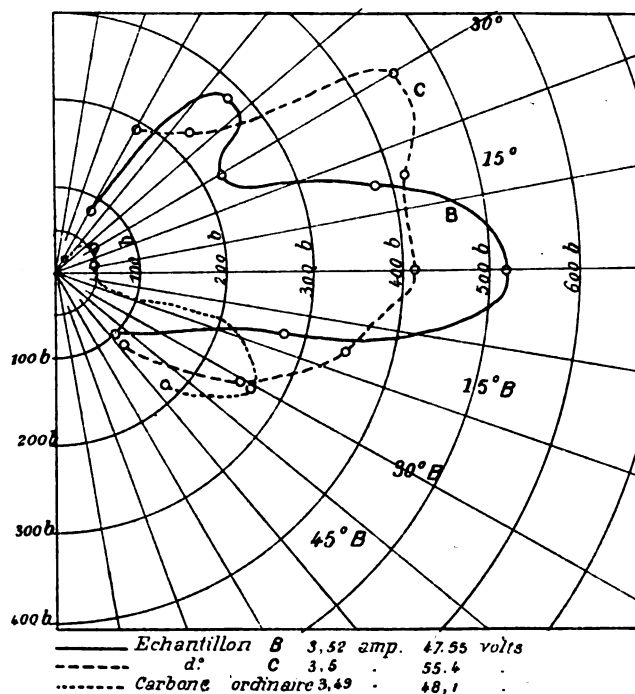


Fig. 3. — Distribution de l'éclairage pour différentes électrodes : lampe réglée à la main.

Si l'on emploie haut et bas des crayons de titanium et si l'électrode supérieure est positive, on obtient un troisième arc de caractère nettement différent, qui, quoique différant de l'un et de l'autre des précédents,

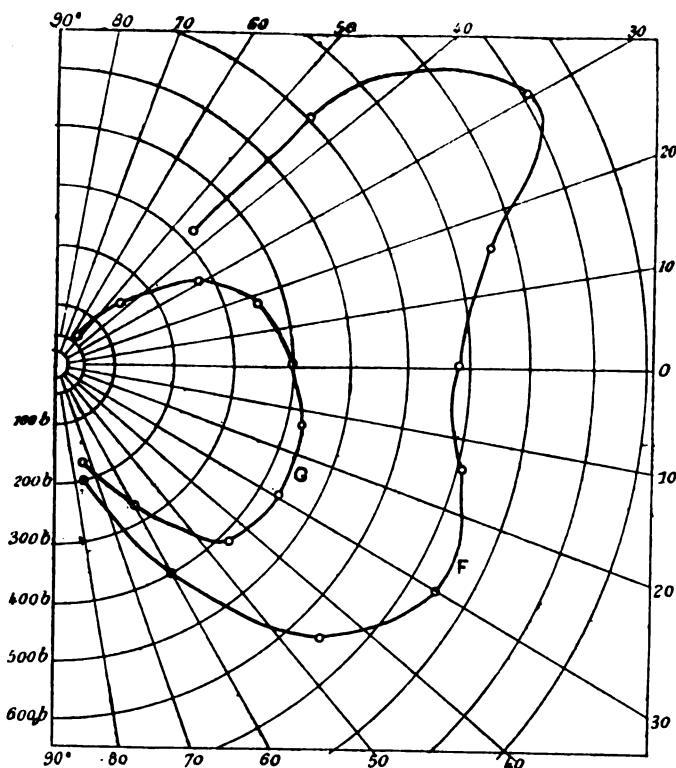


Fig. 4. — Distribution de l'éclairement.

résumées par le tableau VIII, d'après lequel on voit que le rendement lumineux est à peu près doublé à 70 volts quand on emploie des crayons de titanium comme électrode supérieure et comme électrode inférieure. Il y a apparemment dans cette forme d'arc un tel excès de vapeur incandescente que l'on doit s'attendre à de très intéressants résultats avec un arc plus large, comme d'ailleurs on peut le prévoir d'après la direction de la courbe de la figure 5.

Dans cette expérience, la consommation spécifique de l'arc est de 0,3 watt par bougie moyenne sphérique, et il est très probable que l'on pourra encore améliorer le rendement.

Sur la figure 6, on a tracé les valeurs de la consommation spécifique en watts par bougie sphérique moyenne obtenues à 50 volts environ avec des crayons de 1^{cm},25 pour différentes valeurs du courant. Ces courbes montrent que, pour 50 volts et des crayons

semble être pratiquement une combinaison des deux. L'arc ressemble à un cône inversé avec son sommet sur le crayon négatif inférieur et sa base sur le crayon supérieur. Au centre est un noyau représentant tout à fait l'arc obtenu dans le premier cas. Autour de ce noyau est une zone représentant le deuxième arc décrit, mais augmentant en diamètre jusqu'à 9 millimètres et formée des gaz incandescents blancs du titanium. L'arc ainsi obtenu est absolument fixe et ne présente pas de flottement ni de déplacement. Les crayons inférieur et supérieur fondent tous deux à leurs surfaces, mais, contrairement à ce que l'on pourrait attendre, le métal fondu du crayon supérieur ne tombe pas. La lumière est un peu affaiblie par la présence de ce qu'on peut appeler l'arc négatif, mais elle possède toutes les caractéristiques de coloration de l'arc au titanium. Les mesures faites sur ces trois arcs sont

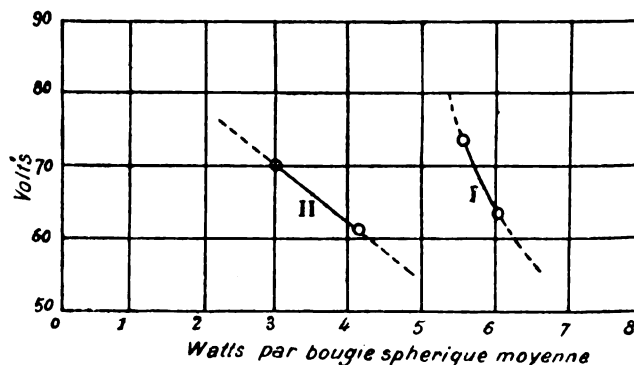


Fig. 5. — Courbe I, charbon en haut; oxydes en bas.
Courbe II, oxydes en haut et en bas.

de 1^m,25, il y a un léger accroissement de rendement pour un accroissement du courant au delà de 6 ampères.

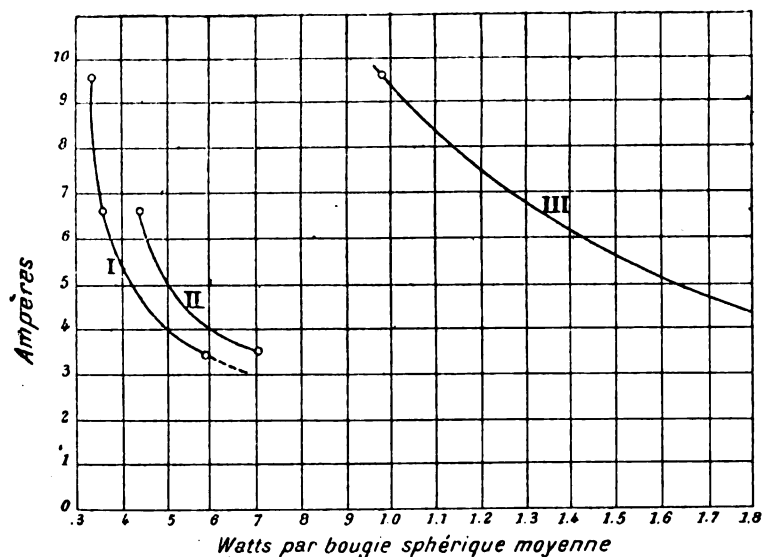


Fig. 6. — Courbe I, Ferrotitanium. — Courbe II, Oxydes. — Courbe III, Charbon homogène.

Sur la figure 5 sont représentés les résultats obtenus à 60 et 70 volts, avec un crayon d'oxydes inférieur négatif, et une électrode positive en carbone ou en oxydes. Malheureusement le nombre d'observations n'a pas été suffisant pour permettre de construire une courbe convenable : la figure indique néanmoins le grand accroissement de rendement obtenu quand on emploie un crayon de titane comme électrode positive ainsi que comme électrode négative : la direction de ces courbes montre qu'on doit obtenir un rendement plus grand à un voltage plus élevé, particulièrement quand on emploie le titane comme électrodes positive et négative.

Isador LADOFF.

NOUVEAUX SYSTÈMES POUR L'ÉCLAIRAGE ÉLECTRIQUE DES TRAINS

(suite) ⁽¹⁾.

SYSTÈME VERITY-DALZIELL.

Dans ce système, la dynamo génératrice, munie d'un inverseur automatique, est une machine shunt de construction habituelle, dont le courant d'excitation est modifié, suivant la vitesse de rotation, par le fonctionnement d'un survolteur-dévolteur particulier formé de trois petites machines spéciales. Une seule batterie est employée avec la génératrice et produit le courant pendant les arrêts : la liaison entre la batterie et la génératrice est établie ou rompue par le jeu d'un conjoncteur-disjoncteur électromagnétique. Cet appareil,

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLVIII, 25 août 1906, page 293.

formé de deux interrupteurs à solénoïdes, ferme en outre le circuit des lampes sur la dynamo, quand il y a lieu.

Le schéma des connexions est représenté par la figure 1. G représente la dynamo génératrice, I le circuit inducteur, i l'inverseur automatique, M, A et B les trois machines formant le groupe de réglage, C le conjoncteur-disjoncteur double, L les lampes, b les interrupteurs des lampes et K un interrupteur principal.

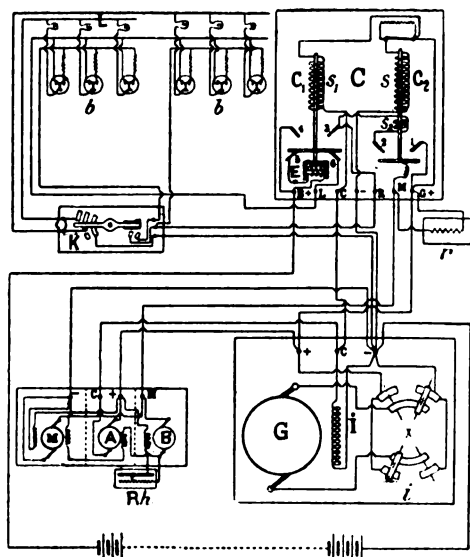


Fig. 1. — Schéma des connexions.

Les trois machines forment un groupe unique, pourvu de deux paliers seulement, et présentant de faibles dimensions.

La machine B, que les inventeurs appellent excitatrice, est très saturée : elle produit, dans le circuit comprenant les inducteurs 2 et 3 des machines A et M, une différence de potentiel opposée à la différence de potentiel principale et différant peu de celle-ci en temps normal (3 volts environ). La résistance de l'enroulement série 2 du moteur M étant très faible, la différence entre ces deux différences de potentiel agit pour faire passer un certain courant dans l'enroulement inducteur 3 de la machine A.

L'induit de la machine A, nommée machine de réglage, produit, dans le circuit de l'enroulement inducteur I de la génératrice G, une force électromotrice qui s'ajoute ou se retranche de la différence de potentiel principale agissant sur ce circuit. Suivant que la tension aux bornes de la génératrice est plus élevée ou plus faible que la tension normale, l'action de la machine de réglage A affaiblit ou renforce le courant qui traverse l'enroulement inducteur I et tend ainsi à rétablir la valeur normale de la tension.

La force électromotrice de la machine de réglage A étant proportionnelle à la différence de potentiel qui agit sur son enroulement inducteur, et le facteur de proportionnalité ayant une valeur assez élevée, on voit facilement que, pour une faible variation de tension aux bornes de la génératrice G, il se produira une forte variation du courant d'excitation dans l'enroulement inducteur I, variation qui tend à rétablir immédiatement l'état normal. La valeur du facteur de proportionnalité détermine la valeur de l'élévation maxima de tension qui peut se produire, le courant d'excitation étant nul pour cette élévation de tension

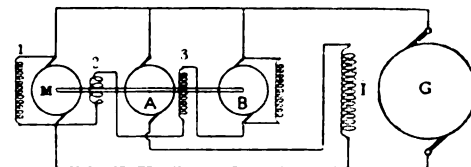


Fig. 2. — Connexions du groupe de réglage.

maxima limite. Le fonctionnement de la machine A règle donc entre d'étroites limites la tension produite par la génératrice G.

Pour assurer une constance complète de la tension aux bornes de la génératrice, on a muni l'inducteur du moteur M de l'enroulement série 2. Lorsque le courant passant par cet enroulement et par l'excitatrice B augmente sous l'effet d'une augmentation de vitesse, le flux produit par l'enroulement 2 augmentant, la vitesse du moteur diminue, ainsi que celle des deux autres machines A et B; la différence de potentiel produite par l'excitatrice B est diminuée, et l'effet de réglage est accru. Pour maintenir constante la tension principale, l'enroulement série du moteur est dimensionné de telle façon qu'une augmentation de la différence de potentiel agissant sur l'inducteur de la machine de réglage A produise une diminution égale de la force électromotrice de l'excitatrice B. De cette façon, la tension aux bornes de la génératrice G reste bien constante : comme on le voit, le réglage est purement électrique.

Les équipements de ce système sont établis, en général, pour une tension de 50 volts et pour une vitesse moyenne de la dynamo génératrice de 450 tours par minute, vitesse à laquelle elle produit la différence de potentiel normale. Quand le train est arrêté, le courant est fourni aux lampes par la batterie dont le circuit est fermé par l'interrupteur C_1 (contacts inférieurs 5 et 6); le courant traverse la bobine E dont le rôle sera indiqué plus loin. Quand le train démarre, dans un sens ou dans l'autre, l'inverseur établit, s'il y a lieu, les connexions correspondant au sens de rotation de la machine et celle-ci s'amorce : un courant circule dans la bobine shunt s du conjoncteur disjoncteur C_2 , dans l'enroulement inducteur I et (à travers la résistance r) dans les induits de l'excitatrice et du moteur du groupe auxiliaire (fig. 1). Quand la tension atteint environ 45 volts, le solénoïde de l'interrupteur C_2 est suffisamment excité pour soulever son armature qui ferme alors les contacts 1 et 2 et court-circuite la résistance r . L'excitatrice B produit un courant qui traverse l'enroulement inducteur de la machine de réglage A et l'enroulement série du moteur M, la machine de réglage agit comme survolteur dans le circuit de l'inducteur I de la génératrice G, et la tension produite atteint environ 55 volts.

Un courant passe alors par la bobine série s_2 de l'interrupteur C_2 , le point 3, la borne R et les lampes par l'intermédiaire d'une résistance. La tension augmentant, l'intensité du courant fourni aux lampes par la génératrice croît jusqu'à ce que la tension atteigne la valeur de 57 ou 58 volts et la chute de tension dans la résistance la valeur de 7 volts. La vitesse du train augmentant, la machine de réglage cesse d'agir comme survolteur et agit comme dévolteur dans le circuit de l'inducteur I.

On a vu que le courant fourni par la batterie aux lampes passait par la bobine E. Tant que ce courant n'est pas nul, l'action de cette bobine maintient abaissée l'armature de l'interrupteur C_1 , même quand la bobine s_1 est excitée. Quand le courant débité par la batterie dans les lampes s'annule, tout le courant nécessaire étant fourni par la génératrice, la bobine E laisse l'armature libre et celle-ci, sous l'action de la bobine s_1 , remonte en rompant les contacts 1 et 2 et en établissant les contacts 3 et 4. La bobine s_1 est reliée à l'induit de la machine de réglage, et agit quand la force électromotrice de celle-ci est d'environ 15 volts. Par suite de la fermeture des contacts 3 et 4, la batterie se trouve reliée directement à la dynamo génératrice G, tandis que les lampes, avec leurs résistances en série, sont alimentées par la génératrice. La batterie se charge jusqu'à ce que sa différence de potentiel aux bornes soit égale à la tension de charge.

Si la vitesse du train diminue, la différence de potentiel soustractive produite par la machine de réglage diminue, et, quand elle tombe à 10 volts environ, l'armature de l'inter-

rupteur C_1 retombe à sa position inférieure : si la vitesse diminue encore, la battement des lampes, le courant traversant l'enroulement série s_2 de l'interrupteur C_2 sous l'action de l'enroulement s , et l'interrupteur C_2 s'ouvre à son tour.

On voit, sur le schéma de la figure 1, que chaque lampe est munie d'un interrupteur établi de telle façon que, lorsque la lampe est éteinte, le circuit de la résistance constante soit également coupé. En outre, un interrupteur général permet de mettre en ou hors circuit la totalité ou la moitié des lampes.

SYSTÈME WRIGHT.

Dans ce système, on utilise la réaction d'induit de la génératrice pour faire produire cette machine une tension constante. Pour arriver à ce résultat, on a établi une machine d'un type particulier, présentant une énorme réaction d'induit, et ayant des balais très fortement décalés. Dans ces conditions, quand la vitesse de rotation de la machine augmente, le courant débité sur la batterie d'accumulateurs, reliée à la machine, tend à augmenter la réaction d'induit qui en résulte empêche l'élévation de tension.

SYSTÈME LEITNER-LUCAS.

Nous revenons encore une fois sur ce système, déjà décrit en détail⁽¹⁾, pour indiquer les résultats des mesures expérimentales très complètes faites en laboratoire et sur une machine par M. H.-M. Sayers⁽²⁾ et l'« Electrical Standardizing, Testing and Training Institute ».

L'équipement électrique étudié consistait en une dynamo génératrice de 30 à 40 ampères, un conjoncteur-disjoncteur, un régulateur et une batterie de 12 éléments de 180 ampère-heures. La génératrice était entraînée par un arbre intermédiaire, qui comportait un moteur shunt permettant de grandes variations de vitesse. Sur l'arbre intermédiaire était clavetée une poulie de mêmes dimensions que celle employée sur l'essieu d'un train ; la courroie reliant la dynamo à cette poulie avait la même longueur et la même largeur sur le train ; le mode de suspension de la dynamo était le même que dans ce cas : toutes les conditions étaient les mêmes que dans la pratique.

L'énergie fournie à la courroie était mesurée aux bornes du moteur d'entraînement ; le rendement avait été déterminé aux différentes vitesses par plusieurs expériences. La vitesse était indiquée par un tachymètre entraîné par l'arbre intermédiaire. Les mesures électriques étaient faites avec des appareils étalonnés au laboratoire.

Le dispositif employé permettait de faire varier entre 400 et 2000 tours par minute la vitesse de rotation de la génératrice : ces vitesses correspondent à des vitesses comprises entre 28 et 140 kilomètres à l'heure avec le rapport de démultiplication existant sur le Great Western Railway. On pouvait aussi employer un autre rapport de démultiplication, adopté pour les trains moins rapides, ayant une vitesse maxima d'environ 60 kilomètres à l'heure.

Un premier essai porta sur le rendement de la dynamo génératrice chargeant la batterie d'accumulateurs. Comme on se le rappelle, le système Leitner-Lucas pour le réglage de la tension débitée par la machine repose sur l'emploi de deux petits balais auxiliaires, par l'un desquels on introduit, dans le circuit des inducteurs shunt, une différence de potentiel agissant à l'opposé de la différence de potentiel principale. Cette différence de p

(1) *Éclairage Electrique*, tome XLVI, 10 février 1906, p. 212.

(2) La compétence connue de M. Sayers comme ingénieur-conseil donne à ces essais un intérêt technique incontestable.

auxiliaire croissant avec la vitesse de rotation, il en résulte que le courant d'excitation de la machine décroît automatiquement quand la vitesse croît, et que la tension aux bornes reste constante. Il est bien évident que, en laissant de côté les balais auxiliaires du système Leitner, on peut employer avec cette dynamo, comme avec toute autre, le mode de réglage par glissement de la courroie, d'après le système Stone. En employant successivement l'un et l'autre mode de réglage, on peut établir d'intéressantes comparaisons sur les rendements obtenus : c'est ce qui a été fait dans ces essais.

Pour le rendement de la dynamo seule, les pertes dans la courroie et dans les paliers étant exclues, on a trouvé, *avec les balais auxiliaires*, les chiffres indiqués par le tableau I.

TABLEAU I

Rendement de la dynamo seule fonctionnant avec balais auxiliaires (système Leitner).

VITESSE DE ROTATION	PUISSANCE DÉBITÉE EN WATTS	RENDEMENT %.
650	1 189	69
1 000	1 317	71,4
1 275	1 211	73,4
1 500	1 069	68,8
2 000	860	69

TABLEAU II

Rendement total, dynamo et courroie, la machine fonctionnant avec les balais auxiliaires.

VITESSE DE ROTATION	VITESSE DE L'ARBRE INTERMÉDIAIRE.	PUISSANCE DÉBITÉE EN WATTS	RENDEMENT TOTAL %.
650	197	1 189	64,6
1 000	300	1 347	64,6
1 275	382	1 211	64,1
1 500	450	1 069	57,9
2 000	600	860	51,1

Pour le rendement de la dynamo, y compris les pertes dans la courroie et dans les paliers, on a trouvé *avec les balais auxiliaires*, les chiffres du tableau II.

Pour le rendement de la dynamo, y compris les pertes dans la courroie et dans les paliers, on a trouvé, avec réglage par *glissement de la courroie et sans les balais auxiliaires*, les chiffres du tableau III.

TABLEAU III

Rendement total, la dynamo fonctionnant sans balais auxiliaires avec réglage par glissement de courroie.

VITESSE DE ROTATION	VITESSE DE L'ARBRE INTERMÉDIAIRE.	PUISSANCE DÉBITÉE EN WATTS	RENDEMENT %.
578	197	1 182	54,5
578	300	1 330	40,8
578	382	1 395	34,6
578	450	1 362	30,2
578	500	1 187	21,0

TABLEAU IV

Valeurs des pertes avec l'un ou l'autre système de réglage.

VITESSE DE L'ARBRE INTERMÉDIAIRE.	RÉGLAGE AU MOYEN DES BALAIS AUXILIAIRES.	RÉGLAGE PAR GLISSEMENT DE LA COURROIE.
197	0,88 ch.	1,31 ch.
300	0,95	2,58
382	0,67	3,56
450	0,65	4,21
600	0,66	6,30

D'après ces chiffres, on voit que la puissance en chevaux sur l'arbre intermédiaire excédant la puissance électrique débitée par la machine, c'est-à-dire la puissance dépensée en pure perte, a les valeurs indiquées par le tableau IV.

Ces résultats montrent ce que coûte, aux vitesses de rotation élevées qui sont les plus fréquentes dans le service d'un train, le réglage par glissement de courroie.

L'essai suivant a eu pour but la détermination de l'influence des variations de vitesse sur la tension aux bornes des lampes et de la batterie, et sur l'intensité de courant. Les résultats

sont rassemblés dans le tableau V. On voit, d'après ces chiffres, que les variations de aux lampes n'excèdent pas 1,1 % de la normale, pour une vitesse de rotation entre de larges limites.

TABLEAU V

VITESSE DE ROTATION de la dynamo. (Tours par minute).	DIFFÉRENCE DE POTENTIEL Dynamo (Volts).	COURANT Dynamo (Amperes).	COURANT d'excitation (Amperes).	DIFFÉRENCE DE POTENTIEL Lampes (Volts).	COURANT Lampes (Amperes).	DIFFÉRENCE DE POTENTIEL Batterie (Volts).
396	23,4	3,0	5,1	21,9	32,0	23,4
614	25,4	37,7	4,3	22,4	33,1	24,6
839	26,4	47,9	3,3	22,4	33,1	25,4
997	26,9	47,9	2,7	22,4	33,1	25,9
1 218	26,9	43,8	1,9	22,4	33,1	25,9
1 410	26,4	40,3	1,8	22,4	33,1	25,9
1 628	26,4	36,7	1,4	22,3	32,8	25,4
1 819	26,1	31,5	0,9	22,1	32,3	25,4
1 962	25,9	30,5	0,9	21,9	32,0	24,9

1 020 watts, soit une économie totale de 490 chevaux-heure par semaine de 36 he

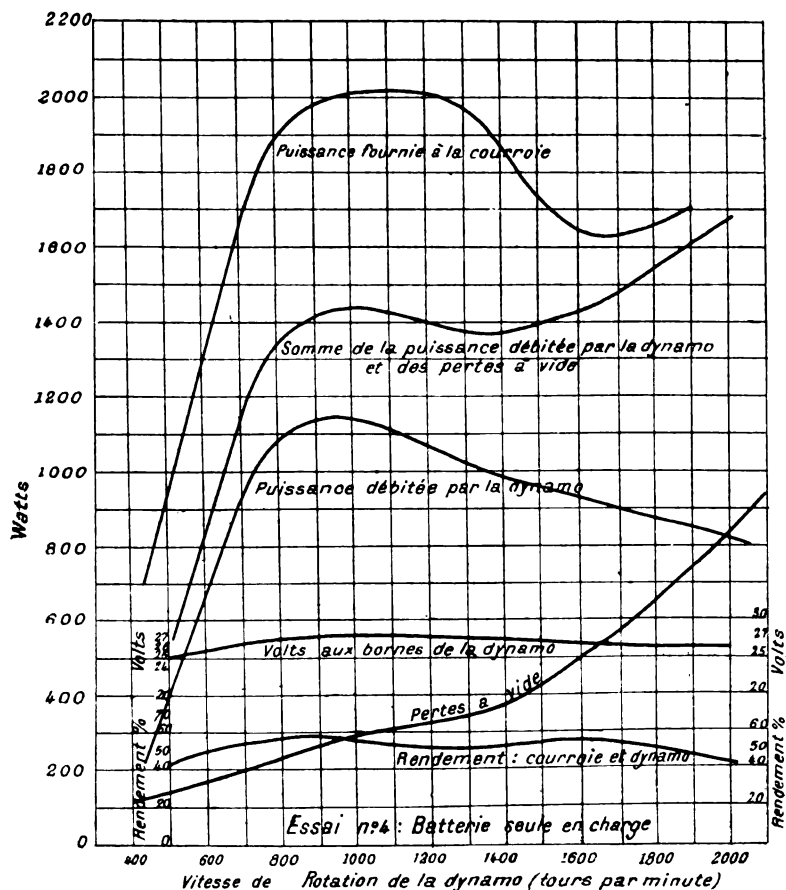


Fig. 3.

fonctionnement sur un train de dix voitures. Si l'on compare les résultats obtenus a

que donnerait le réglage par glissement de courroie, on trouve une économie de 3890 watts, soit 1880 chevaux-heure par 36 heures de fonctionnement sur un train de dix voitures.

La quantité d'énergie absorbée par la dynamo tournant à vide, une fois que le régulateur a coupé le circuit de la batterie, a été de 260 watts, y compris les pertes dans la courroie d'entraînement.

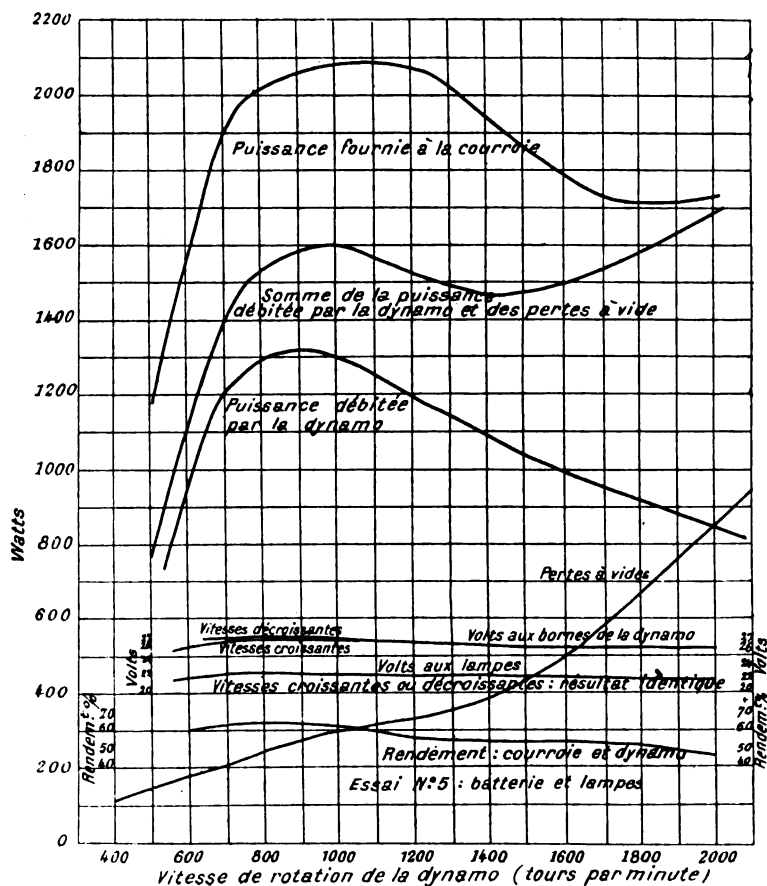


Fig. 4.

Dans les conditions de fonctionnement avec toutes les lampes allumées, l'économie réalisée par l'emploi du régulateur a été de 440 watts (soit 210 chevaux-heure par 36 heures et train de 10 voitures) par rapport aux résultats obtenus avec balais auxiliaires et sans régulateur ; l'économie a été de 2200 watts (ou 1060 chevaux-heure par 36 heures pour un train de 10 voitures) par rapport aux résultats obtenus avec réglage par glissement de courroie.

Outre ces économies, le régulateur offre un avantage important, car, en graduant la charge des accumulateurs et en coupant le circuit de la batterie quand la charge est complète, il assure de bonnes conditions de conservation des accumulateurs.

Après cette expérience, on fit des essais sur la batterie d'accumulateurs de l'équipement, comprenant 12 éléments spéciaux Leitner de 180 ampère-heures au régime de charge de 20 ampères. Cette batterie fut complètement chargée et déchargée jusqu'à 1,8 volt par élément, le courant ayant été maintenu constant à 20 ampères ; la décharge a donné 181,6 ampère-heures. La batterie fut alors rechargée de la même quantité, soit 181,6 ampère-heures, puis

déchargée : on en retira ainsi 172 ampères, soit 94,5 % de la charge. Pendant ces expériences, on examina le fonctionnement des indicateurs de charge contenus dans les tableaux, et l'on constata que les indications ainsi obtenues étaient parfaitement exactes.

En ce qui concerne le rendement d'ensemble et le fonctionnement du système, nous citer les résultats indiqués par les tableaux VI, VII et VIII, auxquels correspondent les diagrammes des figures 3, 4 et 5 montrant les différents chiffres obtenus en fonction de la vitesse de rotation de la dynamo. Les diagrammes des figures 6 et 7 indiquent les e

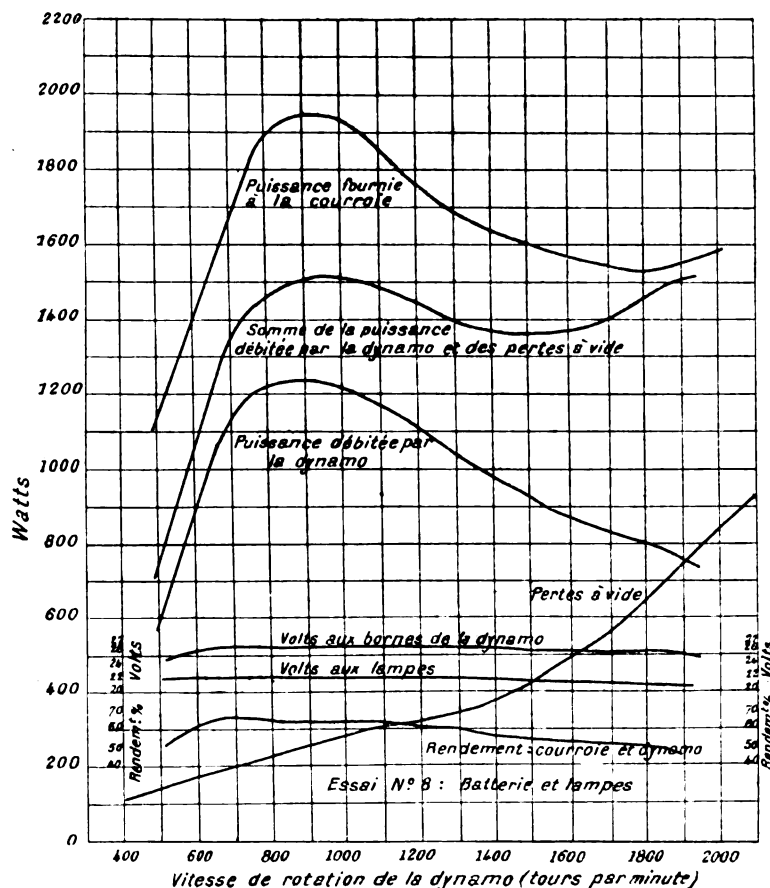


Fig. 5.

traction correspondant aux différentes vitesses des trains pour les deux rapports de multiplication indiqués au début. On a porté sur tous les diagrammes la puissance absorbée à vide : elle est exprimée en watts dans les diagrammes des figures 3, 4 et 5. Cette puissance absorbée à vide a été déterminée avec la dynamo non excitée, dans des conditions à celles qui existent pour la marche de jour, la batterie étant complètement déchargée. Sa valeur est à peu près proportionnelle à la vitesse de rotation de la dynamo jusqu'à 1200 tours par minute ; au delà elle croît plus vite.

Les courbes de rendement des diagrammes 3, 4 et 5 donnent le rapport de la puissance fournie à la courroie à la puissance débitée par la dynamo : elles tiennent donc co

pertes dans la courroie et de toutes les autres pertes⁽¹⁾. Ce rapport est important, car il indique la puissance absorbée sur la locomotive par rapport à la puissance consommée pour l'éclairage. La charge de la dynamo consistait en 26 lampes de 10 bougies à 22 volts absorbant 31,5 ampères, soit au total 693 watts, et en la batterie.

Le diagramme de la figure 3 se rapporte au cas où la batterie se charge seule : il représente les conditions de jour, la batterie étant aux trois quarts déchargée au début, et aux trois quarts chargée à la fin. Le courant de charge a eu une valeur moyenne de 32 ampères, avec un maximum de 42,8 ampères ; la différence de potentiel s'est élevée de 24,4 à 28,4 volts sous l'effet du régulateur automatique. Les lectures étaient faites pour les vitesses croissantes et pour les vitesses décroissantes. Dans ces conditions, le rendement total de la courroie et de la dynamo a atteint 57,7 % à 900 tours par minute et 56,4 % à 1600 tours par minute.

Le diagramme de la figure 4 se rapporte au fonctionnement de la machine sur les 26 lampes et sur la batterie en parallèle, à peu près à demi déchargée au début de l'essai. Cet essai représente la charge maxima obtenue dans des conditions normales et représente la marche de nuit, avec arrêts fréquents. Le rendement total atteint 64,1 % à 800 tours par minute et reste supérieur à 60 % entre 600 et 1100 tours par minute.

Le diagramme de la figure 5 représente encore le fonctionnement avec toutes les lampes et la batterie en parallèle, étant aux trois quarts chargée au commencement et à peu près complètement chargée à la fin de l'essai. Cet essai représente la marche de nuit avec rares arrêts. Le rendement maximum est atteint à la vitesse de 700 tours par minute et dépasse 60 % entre 600 et 1400 tours par minute.

TABLEAU VI (figure 3)

VITESSE DE ROTATION de la dynamo Tours par minute.	PUISSANCE FONCTIONNE à la courroie. Watts.	Pertes à vide Watts.	Pertes en charge Watts (1).	PUISSANCE défaite par la dynamo. par Watts.	RENDEMENT électrique % (1).	RENDEMENT total % (courroie et dynamo).
500	955	147	400	408	50,5	42,7
600	1 343	174	486	683	58,4	50,8
700	1 725	205	560	960	63,2	55,7
800	1 917	247	572	1 098	65,7	57,3
900	1 978	268	568	1 142	66,8	57,7
1 000	2 008	295	571	1 142	66,7	56,9
1 100	2 018	316	599	1 103	64,8	54,7
1 200	1 988	330	601	1 057	63,7	53,2
1 300	1 958	352	584	1 022	63,6	52,2
1 400	1 849	388	479	982	67,2	53,1
1 500	1 708	439	309	960	75,6	56,2
1 600	1 655	500	221	934	80,9	56,4
1 700	1 649	567	175	907	83,8	55,0
1 800	1 668	660	129	879	87,2	52,7
1 900	1 710	758	102	850	89,3	49,7
2 000	1 810	855	137	818	85,7	45,2

(1) Les « pertes en charge » et le « rendement électrique » déduits par différence n'ont qu'une signification relative et non absolue.

quelques expériences en réglant à la main un rhéostat de champ, après avoir enlevé les balais

(1) Il est important de noter que les pertes dans la transmission qui, avec le système de réglage par glissement de la courroie sont inévitables et ne peuvent être réduites par aucun moyen, ne sont pas partie inhérente du système Leitner-Lucas, car un mode d'entraînement plus avantageux, tel qu'une chaîne ou des engrenages, permettrait de les réduire.

auxiliaires. Les résultats obtenus à différentes charges et différentes vitesses on que l'action automatique semble légèrement meilleure que le réglage rhéostatique traine certainement pas de pertes sensibles.

TABLEAU VII (figure 4)

VITESSE DE ROTATION de la dynamo Tours par minute.	PUISSANCE FOURNIE à la courroie Watts.	Pertes à vide Watts.	Pertes en charge Watts.	PUISSANCE nécessaire par la dynamo. Watts.	RENDEMENT ÉLECTRIQUE %	RENDEMENT TOTAL % (courroie et dynamo).
500	»	»	»	»	»	»
600	1 602	174	460	968	67,8	60,4
700	1 938	205	518	1 215	70,1	62,7
800	2 018	247	477	1 294	73,1	64,1
900	2 060	268	482	1 310	73,1	63,6
1 000	2 080	295	485	1 300	72,8	62,5
1 100	2 082	316	519	1 247	70,6	59,9
1 200	2 068	330	548	1 190	68,4	57,6
1 300	2 016	352	530	1 134	68,2	56,25
1 400	1 928	388	461	1 079	70,1	56,0
1 500	1 847	439	375	1 033	73,4	55,9
1 600	1 780	500	285	995	77,7	55,9
1 700	1 729	567	204	958	82,4	55,4
1 800	1 710	660	130	920	87,6	53,8
1 900	1 708	758	268	882	92,8	51,6
2 000	1 720	855	220	845	97,7	49,1

TABLEAU VIII (figure 5)

VITESSE DE ROTATION de la dynamo Tours par minute.	PUISSANCE FOURNIE à la courroie. Watts.	Pertes à vide Watts.	Pertes en charge Watts.	PUISSANCE nécessaire par la dynamo Watts.	RENDEMENT ÉLECTRIQUE
500	1 155	147	398	610	60
600	1 440	174	349	917	72
700	1 720	205	345	1 170	77
800	1 917	247	433	1 237	74
900	1 950	268	435	1 247	74
1 000	1 930	295	421	1 214	74
1 100	1 844	316	361	1 167	76
1 200	1 753	330	316	1 107	77
1 300	1 688	352	293	1 043	78
1 400	1 646	388	277	981	78
1 500	1 604	439	244	921	79
1 600	1 568	500	193	875	81
1 700	1 541	567	134	840	86
1 800	1 532	660	59	813	93
1 900	1 558	758	36	764	95
2 000	»	»	»	»	»

La résistance opposée au roulement du train, ou l'effort de traction nécessaire dynamo d'éclairage, est indiquée par les diagrammes des figures 6 et 7 pour les tr

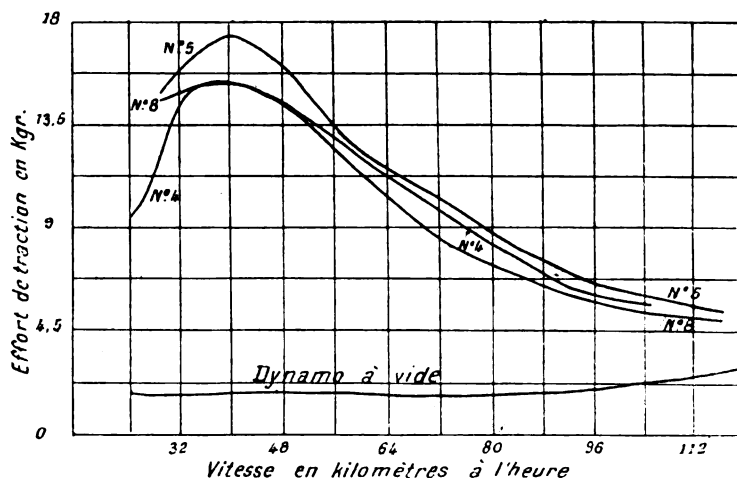


Fig. 6.

au rapport de démultiplication employé sur le Great Western R^v. On voit que, à une vitesse de 30 kilomètres à l'heure, l'effort de traction nécessaire est seulement égal à celui qui correspond à la rotation à vide de la dynamo : ce système présente l'avantage d'e

effort de traction extrêmement minime au moment du démarrage du train. L'effort de traction maximum est atteint aux vitesses comprises entre 40 et 56 kilomètres à l'heure : aux grandes vitesses, l'effort de traction diminue rapidement; le maximum correspond donc aux vitesses pour lesquelles la locomotive est dans les meilleures conditions pour fournir l'effort de traction supplémentaire.

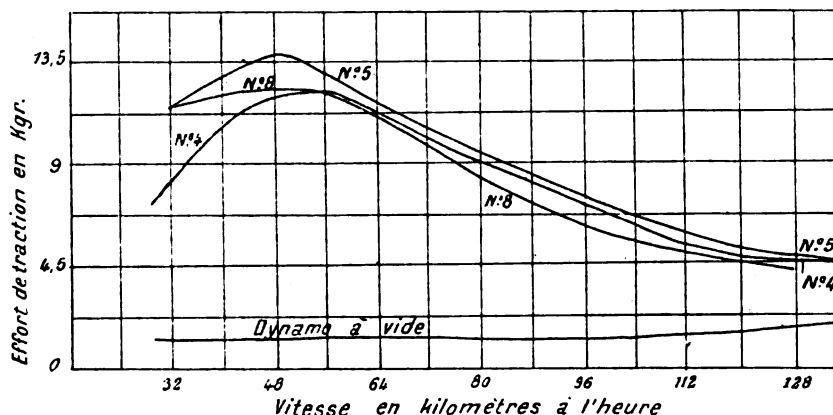


Fig. 7.

Après ces différentes expériences, une série d'essais fut faite sur un train en marche, les mêmes appareils étant montés sur un wagon de 3^e classe du Great Western Railway. Ce train faisait le service de Paddington à Bridgwater : le trajet comprenait deux heures de marche sans intermédiaire jusqu'à Bristol, puis était achevé à faible vitesse avec arrêts fréquents : on se trouvait donc en même temps dans les conditions d'un express et d'un train à vitesse modérée avec arrêts fréquents.

L'équipement fonctionna du 17 au 27 septembre ; le rapport de démultiplication était tel que la vitesse de rotation de 1 000 tours de la dynamo correspondait à une vitesse du train de 72 kilomètres à l'heure. Deux ampèremètres étaient intercalés, l'un dans le circuit des lampes, l'autre dans le circuit de la batterie ; un voltmètre avec un commutateur permettait de mesurer la différence de potentiel en plusieurs points du circuit. La voiture était éclairée avec 22 lampes de 10 bougies absorbant 29,7 ampères. Les résultats obtenus ont confirmé tous ceux qu'avaient donné les expériences à poste fixe.

Pendant la marche de jour, la tension aux bornes des lampes fut trouvée comprise entre 21,3 et 22,5 volts ; pendant un allumage de 55 minutes, la tension fut comprise entre 22 et 22,5 volts. La charge de la batterie a commencé à 27,5 volts et s'est terminée à 34,5 volts, le courant normal de charge ayant varié entre 35 et 42 ampères. A part les arrêts et la période d'allumage, la batterie était entièrement chargée au bout de trois heures et demie. Au départ de Paddington, l'acide de la batterie avait un poids spécifique de 1,150 ; la tension en circuit ouvert était de 23,8 volts et la différence de potentiel pour un courant de décharge de 28,7 ampères était de 22 volts. A l'arrivée à Paddington, la densité de l'acide était de 1,195, la force électromotrice était de 25 volts et la différence de potentiel, pour un courant de décharge de 30,7 ampères, était de 22,5 volts. Dans ce trajet, la batterie avait été chargée d'environ les trois quarts de sa capacité totale en trois heures et demie.

R. de VALBREUZE.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la valeur de la force coercitive dans l'aimantation produite progressivement ou par saccades. — E. Gumlich. — Elektrotechnische Zeitschrift, 25 octobre 1906.

Des mesures antérieures (1900) avaient amené l'auteur à conclure que, dans les métaux magnétiquement doux, toute l'allure de la courbe d'aimantation dépend d'une façon importante de la grandeur des sauts du courant magnétisant. Les résultats obtenus étant devenus douteux à la suite d'une étude de Rücker (1905) l'auteur a cru nécessaire de refaire des expériences précises pour déterminer, sur six échantillons différents, la relation existant entre la force coercitive et la grandeur des degrés de variation de l'aimantation.

Pour déterminer la force coercitive, on plaçait le barreau à étudier dans une bobine magnétisante et on amenait l'intensité de champ à la valeur voulue, puis on tenait compte de l'action démagnétisante des extrémités du barreau en prenant sur les tableaux de Riborg Mann, Benedicks ou du Bois la valeur du facteur N de l'équation

$$H = H' - NJ,$$

J étant l'intensité d'aimantation du barreau, H et H' les valeurs de l'intensité du champ réel et du champ agissant. Ensuite on faisait décroître le courant jusqu'à 0, et la déviation R_1 du mag-

gnétomètre correspondait à la rémanente. Enfin, on inversait le courant et croître en valeur absolue son intensité que le magnétomètre revint au zéro. On commençait alors l'essai avec le courant et l'on obtenait une déviation R_2 du magnétomètre correspondant à la rémanence apparente. Leur du zéro était alors $(R_1 + R_2)/2$.

L'intensité de champ maxima employée dans ces expériences s'est élevée à 150 gauss pour les échantillons. Les mesures étaient prises à bord pour une aimantation progressive et pour de petits sauts de la valeur du champ, et enfin pour de très grands sauts que l'on obtenait en rompant le courant maximum (force coercitive maxima), en fermant le courant correspondant à la force coercitive (force coercitive nulle), en rétablissant la valeur maximum du courant, etc.

On obtint ainsi les résultats que résume le tableau I : le premier échantillon était un barreau en fer de Suède recuit. Le deuxième échantillon était un barreau cylindrique en fer de dynamo, la partie avait servi à faire les tôles de l'échantillon n° 6 : ces deux échantillons avaient une déviation de 0 et il est intéressant de noter à quel point le laminage avait gâté le métal. Les échantillons 3 et 4 étaient des barreaux cylindriques en acier coulé. Le sixième échantillon était un alliage spécial pour dynamos.

TABLEAU I

N°	RÉMANENCE							FORCE COERCITIVE						
	PROGRESSIVE	PETITS SAUTS	DIFFÉRENCE	%	GRANDS SAUTS	DIFFÉRENCE	%	PROGRESSIVE	PETITS SAUTS	DIFFÉRENCE	%	GRANDS SAUTS	DIFFÉRENCE	%
Ellipsoïde et barreaux.														
1	116,9	108,8	-8,1	-6,9	63,3	-53,6	-45,9	1,03 ₅	0,98 ₈	-0,04 ₇	-4,5	0,61 ₂	-0,4 ₃	-6,4
2	223,6	214,6	-9,0	-4,0	166,0	-57,6	-25,7	1,38 ₄	1,35 ₂	-0,03 ₂	-2,3	1,14 ₁	-0,24	-2,1
3	136,5	131,6	-4,9	-3,6	90,7	-45,8	-33,6	2,24 ₆	2,19 ₁	-0,05 ₅	-2,4	1,66 ₁	-0,58	-3,5
4	195,3	195,1	-0,2	-0,1	178,8	-16,5	-8,5	7,10	7,10	0	0	6,68	-0,42	-5,9
Tôles.														
5	144,5	142,8	-1,7	-1,2	123,6	-20,9	-14,4	1,04 ₈	1,04 ₂	-0,006	-0,6	0,91 ₀	-0,13	-1,4
6	197,9	197,2	-0,7	-0,4	187,9	-10,0	-5,1	3,37 ₃	3,35 ₉	-0,016	-0,5	3,25 ₃	-0,12	-3,6

Dans la colonne Rémanence on a porté la déviation du magnétomètre en divisions de l'échelle : c'est la rémanence apparente, à cause de l'action démagnétisante des extrémités. On voit, comme pour la force coercitive, qu'il existe une différence importante entre les résultats obtenus pour une variation progressive et pour une variation saccadée. Les différences sont particulièrement sensibles sur le métal le plus doux au point de vue magnétique (fer de Suède). On voit aussi que les différences diminuent quand la force coercitive croît, sans qu'il existe pour cela une proportionnalité directe. On n'a pas constaté de relation avec la viscosité que présentaient tous les échantillons. Enfin on peut remarquer le fait particulier et encore inexpliqué que, dans les tôles, la force coercitive dépend beaucoup moins de la grandeur de variations brusques du champ que dans les barreaux de même composition.

R. V.

Sur les composés magnétiques d'éléments non magnétiques. — Wedekind. — *Physikalische Zeitschrift*, 1^{er} novembre 1906.

L'auteur a préparé depuis quelque temps des composés de manganèse avec du bore, de l'antimoine, du phosphore, etc., qui, en eux-mêmes, ne sont pas magnétiques. Il a observé que ces substances possèdent un magnétisme rémanent assez fort, aussi bien sous forme compacte que sous forme de poudre comprimée. Un tube de verre rempli de poudre de borure de manganèse aimanté et suspendu à un fil de cocon s'oriente dans le méridien magnétique. Si l'on secoue le tube de verre, les pôles disparaissent et, avec eux, l'orientation du système. Dans d'autres expériences, l'auteur a trouvé que les propriétés magnétiques des composés du manganèse sont beaucoup plus importantes qu'on ne le suppose : un composé particulièrement intéressant est celui du manganèse avec le bismuth qui est fortement magnétique, quoique le bismuth soit un métal bien nettement diamagnétique. Plusieurs composés du manganèse qui normalement ne présentent pas les propriétés magnétiques deviennent susceptibles de s'aimanter quand on les chauffe à une température élevée ; parmi ces composés, on peut citer le manganèse et le soufre, ainsi que le manganèse et l'arsenic. Le carbure de manganèse est aussi faiblement magnétique. Le siliciure de manga-

nèse par contre n'est pas susceptible de s'aimanter, même quand on l'a porté à une température élevée.

L'étude des composés azotés du manganèse a donné des résultats très intéressants ; on a trouvé que du manganèse traité par l'azote libre ou par l'ammoniaque, même à la température du four à gaz, ne s'aimante pas, mais que le composé obtenu avec du manganèse et de l'ammoniaque portés à 2 000° a de fortes propriétés magnétiques. Le produit gris mat ainsi obtenu contient peu d'azote (6 % environ) et est attiré par l'aimant comme le fer. Les températures élevées (2 000 à 2 300°) semblent jouer un rôle très important sur les propriétés magnétiques du manganèse, car on a pu, dans ces conditions, obtenir ce corps à l'état magnétique même dans un courant d'oxygène. L'iodure de manganèse déshydraté est magnétique ; ce sel étant très hygrométrique, on n'observe que pendant peu de temps ce phénomène.

L'auteur a tracé quelques courbes d'aimantation pour différents composés du manganèse : avec les substances pulvérulentes, il a pu atteindre la saturation, mais avec les corps fondus, il n'y est pas arrivé. Le composé le plus magnétique est l'antimoniure de manganèse MnSb, puis vient le borure de manganèse. La perméabilité observée est du même ordre de grandeur que celle du fer. Certains composés du chrome, tels que le borure de chrome CrB semblent présenter aussi, quoique d'une façon moins marquée, les propriétés magnétiques du fer.

Les différentes expériences tendent à prouver que le magnétisme est une propriété moléculaire. On peut remarquer que les éléments qui, isolés ou en combinaison, présentent les propriétés magnétiques du fer, c'est-à-dire le chrome, le manganèse, le fer, le cobalt et le nickel, sont voisins dans le système périodique. Il est vraisemblable que seuls les corps appartenant à ce groupe — et éventuellement aussi le vanadium qui est à gauche du chrome — présentent les propriétés ferromagnétiques.

B. L.

Influence d'une aimantation transversale sur la conductibilité électrique des métaux. — E. Grunmach. — *Physikalische Zeitschrift*, 1^{er} novembre 1906.

L'auteur a fait sur ce sujet des expériences en

collaboration avec le D^r Weidert. Les expériences ont porté sur des métaux purs, tels que l'argent, le platine, le tantale, le cadmium, l'étain, l'or, le palladium, le zinc, le cuivre, le plomb, le nickel et le fer employés sous forme de fils fins (0^{mm},05 à 0^{mm},3). Au début, ces fils étaient enroulés en double sous forme de spirales plates bifilaires collées avec de la cire à cacheter entre deux feuilles de mica; les extrémités du fil étaient fixées à deux bandes de cuivre vissées sur une plaque d'ébonite. Dans la suite, on employa des plaques d'ébonite au lieu de feuilles de mica pour éviter autant que possible les variations de la température du fil. Pour les fils très fins, on employait un autre montage: une feuille rectangulaire de mica, munie de petites encoches sur ses grands côtés, portait le fil enroulé sur elle.

Les fils ainsi préparés étaient placés dans le champ d'un puissant électro-aimant de du Bois. La mesure de la variation de résistance était faite d'abord au moyen d'un pont de Wheatstone et d'un galvanomètre à miroir, puis par une méthode de déviation directe, mesurée avec un galvanomètre de Hartmann et Braun. Les fils à étudier étaient maintenus toujours entre les pôles de l'électro-aimant, de sorte que les variations de résistance mesurées correspondaient à la différence entre l'intensité de champ atteinte et le champ rémanent de l'aimant, qui était d'environ 160 gauss. Pour les métaux dont la perméabilité diffère peu de l'unité, on peut considérer les résultats comme identiques à ceux qu'on obtient en considérant seulement l'intensité de champ absolue, puisqu'on atteignait 16000 gauss, valeur auprès de laquelle l'aimantation rémanente était négligeable. Pour les métaux ferromagnétiques, par contre, il n'en est pas de même, car, par suite de la perméabilité élevée, le champ rémanent de 160 gauss suffisait pour produire une induction relativement élevée.

Les résultats obtenus dans ces mesures sont donnés par le tableau I, dans lequel W , représente la résistance dans le champ 0 à la température t , ΔW la variation de résistance due à l'aimantation, J le courant magnétisant et H l'intensité de champ.

Si l'on trace, pour les différents métaux, les courbes de la variation de résistance en fonction de l'intensité du champ, on constate immédia-

tement que les métaux ferromagnétiques portent d'une façon toute différente para ou diamagnétiques. Ces derniers présentent une augmentation de résistance avec le champ magnétique. Ce résultat est en contradiction avec les idées généralement admises, puisque l'on croyait jusqu'alors que les métaux paramagnétiques présentent une variation de résistance dans le même sens que le signe contraire celle des métaux diamagnétiques: cette erreur provient de l'inexactitude que les métaux paramagnétiques comportent comme les métaux ferromagnétiques.

Ces courbes montrent en outre — abstraction des résultats relatifs à la température — que, par suite de leur petitesse, ne présente pas une exactitude très certaine — les variations de la résistance croissent d'autant plus vite que l'intensité du champ, puis d'une certaine valeur de celle-ci, croissent presque proportionnellement au champ.

Un phénomène remarquable est présenté par le palladium: dans ce métal la résistance revient pas immédiatement à sa valeur initiale lorsque le champ cesse d'agir comme dans les autres métaux, mais il y a un retard d'environ 30 secondes.

Si l'on classe les métaux diamagnétiques et paramagnétiques d'après la grandeur des variations de résistance, dans les deux groupes, on trouve l'ordre suivant:

Bismuth, cadmium, zinc, argent, étain, palladium, plomb, platine, tantale.

Les trois métaux ferromagnétiques: fer, cobalt et nickel présentent des propriétés si différentes de celles des métaux précédents qu'ils subissent, dans les champs intenses, une diminution de résistance. Dans le fer la diminution est d'abord plus rapide que dans le cobalt, puis a une allure particulière. Les fils de fer ont présenté des propriétés particulières, subissant d'abord une augmentation de résistance puis une diminution de résistance qui croît avec l'intensité du champ va en croissant. Le cobalt, quoique plus faiblement, présente la même propriété. Parmi les métaux ferromagnétiques, c'est le nickel qui présente, dans les champs les plus puissants, la plus forte diminution de résistance. Ensuite viennent le cobalt, puis le fer.

TABLEAU I

MÉTAL	COURANT MAGNÉTISANT J en ampères.	H en gauss	t en ° C.	ΔW en ohms	Wt en ohms	$\Delta W/Wt$
Argent. W = 3,67 ω à 20,47°. Fil de 0mm,05.	0,51	3 450	23,49	+ 0,030218	3,714	+ 0,04059
	1,41	8 480	19,98	+ 0,010894	3,663	+ 0,04244
	2,82	11 530	20,96	+ 0,031921	3,677	+ 0,04522
	8,03	16 200	22,36	+ 0,033594	3,698	+ 0,04972
Platine. W = 13,18 ω à 20,47°. Fil de 0mm,05.	2,81	11 500	23,09	+ 0,03075	13,311	+ 0,04056
	8,04	16 210	21,70	+ 0,03138	13,242	+ 0,04104
Tantale. W = 22,95 ω à 20,47°. Fil de 0mm,05.	2,79	11 470	23,24	+ 0,03139	23,140	+ 0,05602
	8,00	16 180	24,29	+ 0,03184	23,213	+ 0,05791
Cadmium. W = 2,93 ω à 20,47°. Fil de 0mm,2.	0,52	3 500	20,26	+ 0,020107	2,927	+ 0,030367
	1,41	8 480	21,20	+ 0,020583	2,939	+ 0,031985
	2,79	11 470	21,97	+ 0,021104	2,948	+ 0,033745
	8,06	16 220	22,21	+ 0,022016	2,951	+ 0,036830
Étain. W = 4,68 ω à 20,47°. Fil de 0mm,2.	0,50	3 430	20,74	- 0,030003	4,686	- 0,040006
	1,40	8 440	20,98	+ 0,030378	4,691	+ 0,04081
	2,78	11 460	21,69	+ 0,031435	4,706	+ 0,04305
	7,93	16 130	23,12	+ 0,032785	4,737	+ 0,04588
Or. W = 1,228 ω à 20,47°. Fil de 0mm,1.	0,56	3 720	20,25	+ 0,030076	1,2270	+ 0,04062
	1,47	8 650	20,42	+ 0,030302	1,2278	+ 0,04246
	2,88	11 630	21,09	+ 0,030635	1,2308	+ 0,04516
	8,06	16 220	23,03	+ 0,031114	1,2396	+ 0,04899
Palladium. W = 10,60 ω à 20,47°. Fil de 0mm,05.	1,39	8 430	24,45	+ 0,03072	10,752	+ 0,04067
	2,78	11 460	23,97	+ 0,03158	10,734	+ 0,04147
	7,88	16 110	25,24	+ 0,03317	10,782	+ 0,04294
Zinc. W = 2,89 ω à 21,28°. Fil de 0mm,1.	0,50	3 400	19,30	+ 0,03049	2,869	+ 0,030170
	1,40	8 440	19,82	+ 0,03240	2,874	+ 0,030835
	2,75	11 400	20,50	+ 0,03429	2,882	+ 0,031489
	7,81	16 080	21,92	+ 0,03725	2,897	+ 0,032512
Cuivre. W = 1,2125 ω à 22,40°. Fil de 0mm,1.	1,40	8 440	23,51	+ 0,04284	1,2182	+ 0,04233
	2,75	11 420	23,75	+ 0,04568	1,2194	+ 0,04466
	7,86	16 100	24,78	+ 0,04973	1,2246	+ 0,04794
Plomb. W = 2,04 ω à 20,10°. Fil de 0mm,3.	0,48	3 220	20,92	+ 0,04030	2,047	+ 0,04014
	2,72	11 360	21,27	+ 0,04080	2,050	+ 0,04039
	7,69	16 000	21,85	+ 0,04276	2,055	+ 0,04134
Cobalt. W = 0,290 ω à 20,40°. Bande de 0,2 $\times$ 0mm,5.	0,57	3 800	20,55	- 0,020171	0,2901	- 0,020589
	1,33	8 200	20,75	- 0,021237	0,2903	- 0,024262
	2,76	11 420	21,19	- 0,021653	0,2908	- 0,025686
	7,97	16 160	22,95	- 0,021752	0,2925	- 0,025991
Nickel. W = 4,065 ω à 9,83°. Fil de 0mm,1.	0,054	350	19,92	+ 0,000429	4,0670	+ 0,000105
	0,110	720	20,15	+ 0,000481	4,0724	+ 0,000118
	0,220	1 490	20,22	- 0,003475	4,0737	- 0,000853
	0,448	3 000	20,27	- 0,03521	4,0748	- 0,008640
	1,43	8 540	20,38	- 0,03408	4,0773	- 0,01326
	2,85	11 580	20,48	- 0,05686	4,0795	- 0,01394
	8,03	16 200	21,15	- 0,06051	4,0945	- 0,01478
	0,030	220	19,89	- 0,020109	2,8258	- 0,030387
Fer. W = 2,877 ω à 23,60°. Fil de clavier de 0mm,2.	0,066	470	19,51	- 0,020108	2,8206	- 0,030381
	0,20	1 330	27,20	- 0,020141	2,9267	- 0,030481
	0,50	3 400	27,62	- 0,020249	2,9325	- 0,030851
	1,40	8 440	20,30	- 0,020461	2,8301	- 0,031630
	2,80	11 480	20,30	- 0,021102	2,8316	- 0,033893
	0,20	1 330	23,30	+ 0,021237	4,9045	+ 0,032522
Fer. W = 4,875 ω à 22,04°. Fil de 0mm,1.	0,57	3 800	23,20	+ 0,022426	4,9021	+ 0,034950
	1,00	6 400	23,10	+ 0,021738	4,8098	+ 0,033546
	1,30	8 100	23,11	+ 0,020531	4,9000	+ 0,031084
	2,68	11 290	23,16	- 0,022736	4,9012	- 0,035582
	7,70	16 000	23,50	- 0,024220	4,9092	- 0,038596

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Sur les machines électriques à grande vitesse (suite) (1). — S.-P. Thompson. — *Electrical Review*, 2 et 9 novembre 1906.

Générateurs à courant continu.

Dans les machines dites à courant continu (sauf dans les machines nommées homopolaires ou unipolaires), le courant dans l'induit est forcément alternatif, puisque les conducteurs passent alternativement devant un pôle nord et devant un pôle sud. Ces courants alternatifs intérieurs diffèrent de ceux des alternateurs au point de vue de leur forme d'ondes, et comprennent un certain nombre de portions rectangulaires ou à peu près rectangulaires ayant pendant la plus grande partie de chaque demi-période une ordonnée constante qui s'élève ou tombe très brusquement. Le courant dans chaque conducteur induit passe de la valeur $+C_1$ à la valeur $-C_1$ en un très court intervalle de temps, généralement compris entre $1/20$ et $1/10$ de la demi-période, c'est-à-dire compris entre $1/800$ et $1/200$ de seconde.

On admet généralement qu'un conducteur rond ou carré placé dans l'air crée dans l'espace qui l'entoure 1,6 lignes de force magnétiques par centimètre de longueur et par ampère qui le traverse. C'est là une approximation grossière. Dans les machines à courant continu de grande puissance, les conducteurs sont presque toujours plats : ils sont parcourus par un courant de 100 à 150 ampères environ à pleine charge et, comme la densité est d'environ 3,2 ampères par millimètre carré, ces conducteurs ont généralement une section de 31 à 52 millimètres carrés. Le champ magnétique qui entoure un tel conducteur est d'environ 80 lignes par centimètre de longueur ou environ 0,8 ligne par ampère et par centimètre. Un conducteur placé dans une encoche ouverte produit environ 4 lignes par ampère et par centimètre.

L'auteur suppose un générateur dans lequel chaque conducteur porte 100 ampères et chaque boucle du circuit induit consiste en 90 centimètres de longueur entourée de fer et 120 centimètres de longueur libre. Le flux magnétique total qu'il environne est de $(90 \times 4) + (120 \times 0,8)$

$= 456$ lignes par ampère ou 45 600 lignes la boucle. Soit L le nombre de lignes par pôle : on a ici $L = 456$. Soit $1/500$ seconde la durée de la commutation pendant laquelle on pose que le courant passe de $+100$ à -100 ampères, c'est-à-dire varie de 200 ampères au pôle. C'est là une vitesse de variation de 100 000 ampères par seconde. Or on a :

$$e = -L \left(\frac{dc}{dt} \right) = -(456 \times 100\,000)$$

dc/dt étant la vitesse de variation du courant. Par conséquent, on a :

$$e = -45\,600\,000 \text{ lignes par seconde,}$$

ou, en divisant par 10^8 pour obtenir des volts,

$$e = -0,45 \text{ volt.}$$

Le signe $-$ signifie qu'il s'agit d'une réaction f. é. m. de self-induction s'opposant à la variation du courant. Cette f. é. m. de self-induction est souvent appelée « tension de réaction » et tend toujours à retarder l'inversion du courant.

Problème de la commutation. — Le fait que l'inversion du courant exige un certain temps, ayant été ainsi mis en évidence, on conclut immédiatement que, dans le problème de la commutation sous sa forme très simple, abstraction faite de toutes les théories de self-induction, faut tenir compte de la vitesse périphérique du collecteur, de la largeur d'une lame et de la longueur du balai. Le temps T qui s'écoule entre le commencement et la fin de la commutation est directement proportionnel à la somme de la longueur périphérique de l'arc de contact et de l'épaisseur de l'isolement en mica des lames, et inversement proportionnel à la vitesse périphérique. Ainsi, si l'on a un arc de $18^{\text{mm}},75$, une épaisseur de mica de $0,1$ et une vitesse périphérique de 25 mètres par seconde, la durée de la commutation est de $0,00075$ seconde. Les balais peuvent être soit en carbone : la valeur de l'arc de contact est toujours plus faible avec les premiers seconds. Les balais en charbon, par leur plus grande largeur, donnent une commutation plus longue. Mais pendant la période d'inversion, la bobine ou l'induit est court-circuitée, l'emploi de balais doit conduire à un échauffement considérable pendant cette période, la bobine peut, dans certaines circonstances, être parcourue par un courant parasite intense.

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 1^{er} décembre 1906, page 344.

D'autre part, si la commutation n'est pas complètement terminée dans le temps fixé, il y a des crachements aux balais.

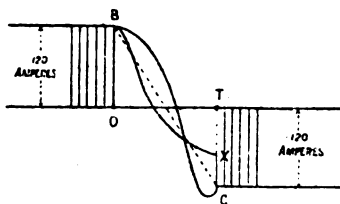


Fig. 1.

Le problème est élucidé par la considération du diagramme schématisé de la figure 1, dans lequel l'horizontale est l'axe des temps et les ordonnées représentent la valeur du courant dans un conducteur, ici 120 ampères par hypothèse. Ce courant traverse le conducteur dans la direction positive à l'instant où commence la commutation. Quand la commutation est terminée, ce courant est devenu — 120 ampères : cette inversion doit être accomplie dans le temps compris entre 0 et T. Dans les calculs qui précèdent, on a supposé que cette variation de courant se produit d'une façon absolument uniforme ou, en d'autres mots, que la ligne pointillée de la figure 1 représente les valeurs du courant pendant l'intervalle de temps compris entre 0 et T. C'est là un cas idéal qui n'est jamais réalisé en pratique parce que la variation de courant n'est jamais uniforme. D'après les expériences faites, il semble que la ligne droite doive être remplacée par l'une des courbes tracées sur la figure. L'une de celles-ci représente une commutation interrompue prématurément en X ; l'autre une commutation terminée trop tôt, le courant inversé ayant atteint une valeur trop élevée avant que la période de commutation soit terminée. Il est généralement impossible de donner les valeurs instantanées de la tension de réactance : dans la plupart des cas, la tension de réactance a différentes valeurs en différents points de la période.

Commutation naturelle. — Le courant doit passer à travers des résistances de contact qui varient à peu près comme l'inverse des surfaces de contact. Avant de pouvoir formuler une théorie complète de la commutation, il faut se faire une idée nette de quelques faits, tels que la résistance de contact dans différentes conditions. Pour cela, on se sert des courbes expérimentales tracées avec différentes qualités de charbons et

indiquant soit les valeurs de la résistance en ohms par centimètre carré en fonction de la densité de courant en ampères par centimètre carré, soit les valeurs de la résistance en ohms par centimètre carré en fonction de la vitesse périphérique en mètres par seconde. Ces courbes montrent que plus les charbons sont durs, plus la résistance de contact est élevée ; elles montrent aussi que la résistance de contact diminue quand la densité de courant augmente ; enfin la résistance augmente assez sensiblement avec la vitesse périphérique, tout au moins jusqu'à une certaine vitesse, au delà de laquelle la résistance conserve une valeur constante. En multipliant la valeur de la résistance par centimètre carré par la densité de courant, on obtient la différence de potentiel nécessaire pour faire passer le courant à travers la résistance de contact ou, si l'on veut, la chute de tension au contact. Les deux facteurs variant d'une façon à peu près inversement proportionnelle, le produit est à peu près constant et est d'environ 1 volt pour des charbons durs. Avec des charbons tendres, la chute de tension au contact est d'environ 0,5 volt, et quelquefois moindre. La chute de tension, avec des balais en cuivre, est très faible : c'est pourquoi l'on emploie ce type de balais pour les machines à bas voltage telles que les dynamos servant à la galvanoplastie.

Il est utile aussi de connaître les courbes indiquant la résistance de contact (en ohms par centimètre carré) en fonction de la pression des balais sur le collecteur (en kilogrammes par centimètre carré) : une forte pression abaisse la valeur de la résistance de contact, mais entraîne des frottements supplémentaires qui, souvent, ne sont pas négligeables⁽¹⁾ ; en outre, si les balais sont mous, le collecteur s'encrasse. Si la pression est trop faible, la résistance est élevée et, en outre, les balais vibrent et crachent. Les pertes dues à la résistance diminuant et les pertes dues au frottement augmentant avec la pression des balais, il y a, pour chaque type de charbons et pour chaque vitesse, une valeur déterminée de la pression pour laquelle les pertes totales au collecteur présentent un minimum. Dans les

(1) Par exemple, pour une pression de 145 grammes par centimètre carré et une vitesse périphérique de 10 mètres par seconde, les pertes par frottement s'élèvent à environ 3 watts par centimètre carré de surface de contact des balais.

projets de génératrices ordinaires, on admet généralement une valeur des pertes de 9,6 watts par centimètre carré de surface de contact des balais.

Pour des collecteurs du modèle ordinaire avec balais en charbon, des vitesses périphériques ne dépassant pas 15 mètres par seconde, et une pression n'excédant pas 145 grammes par centimètre carré, on peut admettre une chute de tension de 0,8 à 1 volt dans la résistance de passage. Des mesures minutieuses ont montré que la valeur de la chute de tension au balai négatif (où le courant passe du charbon au cuivre) est un peu plus élevée qu'au balai positif : l'échauffement est donc un peu plus grand. Au point de vue de l'énergie produite, la présence de cette résistance de contact constitue une perte, mais cette résistance est tout le secret d'une bonne commutation. Le prix payé pour un fonctionnement sans étincelles de la machine est la chute de tension de 1,6 à 2 volts.

La théorie de la commutation naturelle au moyen des résistances de contact est très simple et n'exige aucune formule mathématique pour la considération du cas idéal. Si les résistances qui existent entre les lames à travers la jonction et les enroulements sont relativement faibles, la distribution du courant dépend de ces résistances de contact, ou plutôt dépendrait de ces résistances si la variation du courant n'était pas retardée par la self-induction. Si l'on suppose que celle-ci a une valeur négligeable, il est évident que l'intensité du courant varie régulièrement, et, à moins qu'il n'existe un retard quelconque dans cette variation, le phénomène de la commutation est entièrement terminé quand on atteint le dernier point. Mais il y a toujours un peu de résistance et un peu de réactance, et on doit tenir compte de leurs effets. La résistance en elle-même n'a pas d'effet sur l'opération totale : elle facilite le phénomène de la commutation pendant la première moitié de la période et provoque une chute plus rapide du courant au début, mais elle ralentit le phénomène dans la deuxième moitié de la période, en retardant l'augmentation d'intensité du courant inversé. Il n'y a, en fait, aucune raison pour employer, comme le font certains constructeurs, des jonctions résistantes en maillechort ou en alliages de résistance élevée dans le but d'améliorer la commutation.

D'autre part, la réactance de l'élément d'enroulement exerce un effet dominant sur le phénomène de la commutation : elle ralentit la diminution d'intensité du courant pendant la première partie de la commutation et encore l'augmentation d'intensité du courant pendant la deuxième partie de la commutation. Le résultat est que le courant n'a pas atteint sa pleine valeur quand la commutation devient terminée.

Commutation forcée. — La commutation forcée s'effectue grâce à la résistance de contact des balais, comme on vient de le voir. Dans certains cas (par exemple avec des balais en cuivre) on a recours à la commutation dans laquelle l'inversion du courant dans l'enroulement est aidée par l'introduction pendant la période assignée, d'une force motrice induite artificiellement engendrée. Il existe deux méthodes pour produire cette force électromotrice : on peut, soit employer un dispositif d'enroulement particulier, soit employer un champ magnétique spécial de commutation au moyen de pôles auxiliaires.

Le problème de la commutation sans étincelles à toutes les charges pour une position fixe des balais a été pratiquement résolu par l'usage des génératrices ordinaires à faible vitesse de rotation, la production de balais en charbon et par l'usage d'une forte saturation dans les deux pôles d'un champ magnétique stable.

Pour les machines à grande vitesse de rotation, telles que les turbo-dynamos, ces moyens ne suffisent plus pour assurer une bonne commutation.

(A suivre.)

Collecteur à ventilation artificielle *Electrician.*

Un nouveau procédé pour ventiler les collecteurs de machines à courant continu a été adopté par la société Siemens-Brown. Ce système est particulièrement destiné à être employé dans les turbo-générateurs, afin d'obtenir la longueur de collecteur nécessaire.

La figure 1 montre la façon dont est construit le nouveau collecteur : chaque lame porte un passage longitudinal *m* dont la section est la plus grande surface possible de la lame exposée à l'air qui circule dans le p :

que la solidité mécanique de la lame ou sa conductance soit trop affaiblie. Le meilleur procédé pour fabriquer les lames consiste à les faire en deux parties, comme l'indique la figure. La construction du collecteur est celle que l'on emploie généralement dans les machines à grande vitesse de rotation. Les lames sont montées sur une

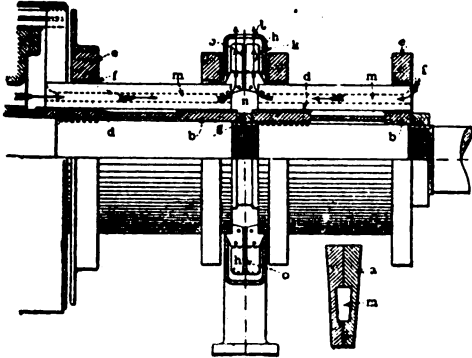


Fig. 1.

lanterne *b* calée sur l'arbre et en sont isolées par des bagues de mica *d*. Des anneaux d'acier *e* serrent les lames sur la lanterne et les maintiennent en place; ils sont isolés par des feuilles de mica *f*. Les deux parties du collecteur sont séparées par un espace d'air *n* où l'extrémité de chaque lame est munie d'une queue en cuivre *h*: une enveloppe *k* entoure ces ailettes et porte une ou plusieurs ouvertures *l*. Quand le collecteur tourne, les ailettes *h* agissent comme un ventilateur centrifuge; l'air est aspiré par les canaux des lames, comme l'indiquent les flèches, et refroidit énergiquement le collecteur; cet air s'échappe en *l* et ne peut rentrer dans le collecteur qu'après s'être complètement refroidi. Il est évident que, au lieu de construire le collecteur en deux parties, on peut employer des lames ayant toute la longueur de cet organe et ménager sur celles-ci des trous en un point quelconque. Au lieu d'un seul canal *m* par lame, on peut employer deux ou plusieurs canaux.

R. R.

Calcul des courbes caractéristiques des moteurs série monophasés (suite) ⁽¹⁾. — O.-S. Bragstad et S.-P. Smith. — *The Electrician*, 19 octobre 1906.

c) Détermination expérimentale des courants

⁽¹⁾ Voir *L'Éclairage Électrique*, tome XLIX, 17 nov., 24 nov. et 1^{er} décembre 1906, pages 261, 310 et 348.

de court-circuit. — Pour trouver l'effet des courants dans les bobines en court-circuit d'un moteur série en fonctionnement, les auteurs ont fait les expériences suivantes.

Un moteur série à six pôles de 10 chevaux était entraîné à vide par une machine auxiliaire, le stator étant alimenté avec du courant alternatif monophasé de fréquence 50. L'enroulement statorique était uniformément réparti sur le noyau, comme dans un moteur d'induction, et le rotor était un induit de machine ordinaire à courant continu. Les enroulements du stator et du rotor étaient reliés en série quand on voulait faire fonctionner la machine comme moteur série. Dans les expériences, le courant était amené seulement au stator, et le seul courant existant dans le rotor était dû aux bobines court-circuitées par les balais.

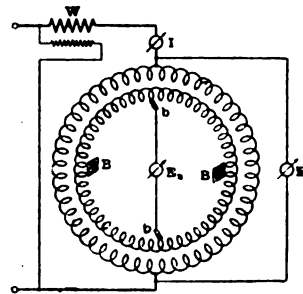


Fig. 7. — Schéma bipolaire de la machine d'essais.

La figure 7 représente schématiquement la machine réduite au cas de deux pôles. Deux petits balais auxiliaires *bb* étaient placés dans l'axe du stator: ils servaient à mesurer la f. é. m. induite statiquement dans le rotor. Les balais principaux *BB* pouvaient être soulevés ou abaissés à volonté. Le moteur était entraîné à une vitesse constante, et l'on faisait une série de mesures en modifiant la différence de potentiel aux bornes. La figure 8 représente le schéma

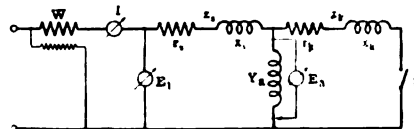


Fig. 8. — Schéma équivalent de la machine d'essais.

équivalent: quand les balais principaux *BB* frottent sur le collecteur, on doit considérer l'interrupteur *S* comme fermé; quand les balais

sont soulevés, on doit supposer cet interrupteur ouvert.

Les courbes de la figure 9 représentent la puissance en fonction du courant dans le stator, la vitesse étant maintenue constante à 550 tours par minute. Quand on soulevait les balais, la puissance fournie était W_0 , dont les composantes $W_i = I_s^2 R$, et $W_a = W_0 - W_i$, représentent respectivement les pertes dans le cuivre du stator et les pertes dans le fer. La courbe W_i représente la puissance absorbée quand les balais étaient abaissés.

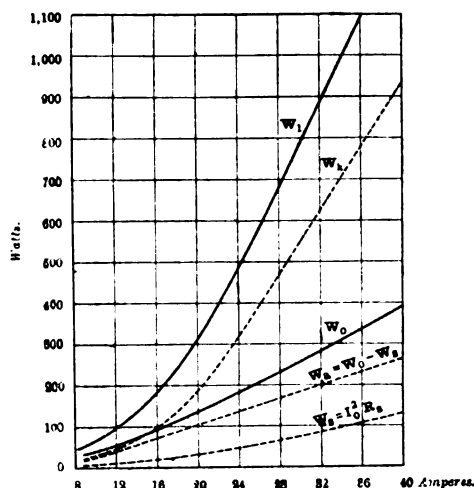


Fig. 9. — Courbes des pertes dans la machine d'essais à la vitesse constante de 550 tours par minute.

W_0 = pertes dans le fer et le cuivre du stator.
 W_i = pertes dans le cuivre du stator.
 W_a = pertes dans le fer.
 $W_i = W_0 +$ pertes dues aux bobines court-circuitées.
 W_k = pertes dans les bobines court-circuitées.

Dans la figure 10, les tensions sont portées en fonction du courant. La courbe E_{10} est la f. é. m. agissant entre les bornes du stator quand les balais principaux étaient soulevés; la f. é. m. E_1 est la tension appliquée quand les balais étaient abaissés. De même les courbes E_{a0} et E_a représentent respectivement les tensions induites statiquement entre les petits balais bb quand les balais principaux étaient soulevés ou abaissés. La seule différence entre E_{10} et E_1 , ou entre E_{a0} et E_a est due à la présence de courants de court-circuit dans le dernier cas. Pour pouvoir comparer les courbes E_{a0} et E_a directement avec les courbes E_{10} et E_1 , on a réduit les premières à l'enroulement statorique. Les courbes de tension

montrent, d'une part, la chute de tension l'impédance du stator Z_s , et, d'autre part, due à l'effet démagnétisant des courants de court-circuit.

Avec l'aide des courbes des figures 9 et 10, on peut déterminer les watts absorbés par les bobines en court-circuit de la machine. Pour ce but, il faut soustraire les pertes Joule $I_s^2 R$ des pertes dans le fer W_a de la valeur mesurée pour la tension particulière E_a . Par exemple, pour $I_s = 30$ ampères; $W_i = 785$ watts; $W_a = 170$ watts et $E_a = 78$ volts.

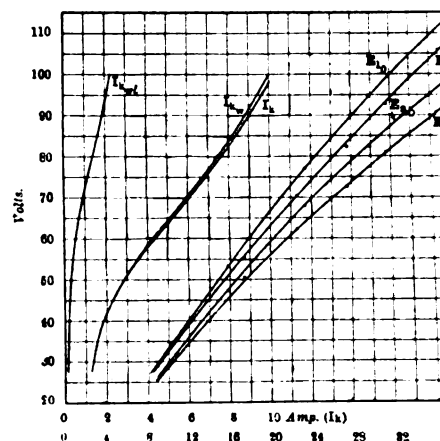


Fig. 10.

Courbes de tension réduites au primaire

E_{10} = f. é. m. appliquée au stator quand il y a des courants de court-circuit.

E_1 = f. é. m. appliquée au stator quand il y a des courants de court-circuit.

E_{a0} = f. é. m. statique dans le rotor quand il y a des courants de court-circuit.

E_a = f. é. m. statique dans le rotor quand il y a des courants de court-circuit.

Courbes de courant réduites au primaire

I_k = courant dans les bobines en court-circuit.

I_{kw} = composante wattée de ce courant.

I_{kw1} = composante déwattée de ce courant.

Quand les balais sont soulevés, la valeur de cette tension (78 volts) est 27,5 volts, laquelle correspond aux pertes dans le fer $W_a = 170$ watts.

Les pertes W_k dans les bobines en court-circuit, quand le courant statorique est de 30 ampères, ont pour valeur $W_k = 785 - 170 = 615$ watts. On obtient ainsi la courbe W_k (fig. 9).

On a vu que la f. é. m. induite dans

tion concentrée en court-circuit ayant le même nombre de tours que le stator est $E'_a = (3/2)E_a$; par conséquent, la composante wattée du courant de court-circuit a pour valeur :

$$I'_{kw} = \frac{W_k}{E'_a} = \frac{2W_k}{3E_a}.$$

La conductance du circuit suivi par le courant de court-circuit a pour valeur :

$$g'_k = \frac{W_k}{E'_a} = \frac{4}{9} \frac{W_k}{E_a^2}.$$

La réactance de dispersion x'_k de la section court-circuitée est

$$x'_k = \frac{\text{f. é. m. induite statiquement}}{\text{courant du stator}} = \frac{E_a}{I} \\ = \frac{3}{2} \frac{E_a}{I} = 4,5 \text{ ohms,}$$

comme on le voit d'après la courbe de $E_a - I$ (fig. 10).

On peut alors déduire la susceptance b'_k du circuit en court-circuit, et la composante déwattée I'_{kwl} du courant qui le traverse. On a :

$$g_k^2 + b_k'^2 = \frac{1}{x_k'^2} = \frac{1}{x_k'^2 \left(\frac{r_k'^2}{x_k'^2} + 1 \right)} = \frac{1}{x_k'^2 \left(\frac{g_k'^2}{b_k'^2} + 1 \right)} \\ = \frac{b_k'^2}{x_k'^2 (g_k'^2 + b_k'^2)} = \frac{b_k'^2}{x_k'^2 y_k'^2} = \frac{b_k'}{x'_k}.$$

En résolvant cette équation en b'_k , on trouve :

$$b'_k = \frac{1}{2x'_k} \pm \sqrt{\frac{1}{4x_k'^2} - g_k'^2}$$

et
$$I'_{kwl} = E'_a b'_k = (3/2) E_a b'_k.$$

En réduisant les composantes du courant de court-circuit dans le rapport inverse des f. é. m. induites dans le stator et dans les bobines court-circuitées, on trouve les composantes du courant statorique nécessaire pour contre-balancer les composantes du courant de court-circuit.

Ainsi, l'on doit avoir dans le stator :

$$I_{kw} = (3/2) I'_{kw} = (W / E_a)$$

et
$$I_{kwl} = (3/2) I'_{kwl}$$

pour contre-balancer I'_{kw} et I'_{kwl} respectivement dans les bobines court-circuitées.

Considérons le courant du stator I_a quand les balais sont soulevés pour une f. é. m. particulière quelconque E_{ao} . Le courant I_a , déduit de la courbe E_{ao} , a deux composantes :

$$I_{aw} = W_a / E_{ao},$$

et
$$I_{awl} = \sqrt{I_a^2 - I_{aw}^2}.$$

W_a représentant les pertes à vide correspondantes quand les balais sont soulevés.

Quand les balais frottent sur le collecteur, le courant du stator I_l doit avoir les composantes additionnelles I_{kw} et I_{kwl} , et l'on doit s'attendre à ce que la valeur

$$I_l = \sqrt{(I_{aw} + I_{kw})^2 + (I_{awl} + I_{kwl})^2}$$

ainsi calculée soit égale à la valeur I_l déduite de la courbe E_a quand $E_a = E_{ao}$: la concordance trouvée étant bonne, on voit que la méthode employée pour calculer les composantes du courant de court-circuit donne des résultats qui concordent avec l'expérience.

Les courbes de I_{kw} , I_{kwl} et $I_k \sqrt{I_{kw}^2 + I_{kwl}^2}$ sont portées sur la figure 10 au double de l'échelle du courant, et l'on voit que, même avec la forte réactance dont il s'agit, la composante déwattée est faible en comparaison de la composante wattée, et exerce par suite peu d'influence sur le courant de court-circuit résultant I_k . Donc, on ne commet pas une erreur appréciable dans le tracé du diagramme en supposant que le courant de court-circuit I_k soit un courant entièrement watté I_{kw} de valeur moyenne I_{km} .

L'auteur conclut cette partie de l'étude en montrant comment on détermine le courant de court-circuit I_{km} en se servant des chiffres obtenus dans l'expérience précédente. Pour cela, il faut d'abord obtenir une courbe représentant la relation entre la chute de tension ΔE au contact du balai et la densité moyenne du courant s , dans les lames extrêmes court-circuitées.

Dans la machine étudiée on avait $p = 3$, nombre de paires de pôle ; $a = 1$, demi-nombre de circuits de l'induit ; $l = 10$ millimètres, largeur d'un balai ; $\beta = 4^{\text{mm}}, 75$, largeur d'une lame de collecteur ; $N_s = 428$, nombre de conducteurs du stator ; $N_r = 400$, nombre de conducteurs du rotor ; $K = 200$, nombre de lames de collecteur. Le nombre de conducteurs en court-circuit dans chaque section court-circuitée est donc :

$$N_k = \frac{b}{\beta} \frac{p}{a} \frac{N}{K} = 2,1 \times 3 \times 2 = 12,6.$$

Puisque $a = 1$, il y a deux sections en court-circuit. On a

$$\frac{E_{kw}}{(3/2) E_a} = \frac{N_k}{N_s} \cdot \frac{I_{kw}}{I_k}$$

$$E_{kw} = 0,044 \frac{I_{kw}}{I_k} E,$$

équation dont on peut tirer la valeur de E_{kv} . On peut trouver de même le courant moyen de court-circuit I_{km} dans chacune des deux sections court-circuitées, puisque

$$\frac{2I_{km}}{(2/3)I_k} = \frac{N_s}{N_k}$$

$$I_{km} = 11,3 I_k.$$

En outre, on a $N_k R_s = 0,0065$ et R_s approximativement nul ; la surface du balai est de $8\text{ cm}^2,8$. Ces valeurs introduites dans l'équation de la f. é. m. wattée E_{kv} donnent :

$$E_{kv} = I_{km} \left[N_k R_s + 2 \frac{b}{\beta} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\beta}{b} \right) R_r \right] + 2 \Delta E.$$

On peut ainsi déduire la valeur ΔE , et la valeur correspondante de s_1 est

$$s_1 = \frac{2I_{km} b^2}{F \beta^2} \sin^2 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\beta}{b}.$$

On peut ainsi tracer la courbe $\Delta E - s_1$.

Pour employer cette courbe à la détermination du courant de court-circuit dans une machine à établir, on convertit d'abord l'échelle des abscisses s_1 à I_{km} au moyen de la dernière équation et ensuite on résout graphiquement l'équation de E_{kv} . Le dernier terme $2\Delta E$ est obtenu en doublant l'échelle des ordonnées ; on calcule le terme entre crochets, et finalement on suppose E_{kv} égal à E_k , ce qui est à peu près exact, comme on l'a vu. L'équation de E_k est :

$$E_k = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{b}{\beta} \frac{p}{a} \frac{N}{K} c \Phi 10^{-8} \text{ volts.}$$

Un exemple sera donné dans la suite. La forme de la courbe $\Delta E - s_1$ est semblable à celle obtenue pour une machine à courant continu. Les balais en charbon, dont dépend beaucoup la valeur de ΔF , étaient moyennement tendres dans la machine dont il s'agit.

(A suivre.)

R. R.

Moteurs monophasés à collecteur à grand couple de démarrage. — *Elektrotechnik und Maschinenbau*, 14 octobre 1906.

La Felten et Guillaume-Lahmeyer Werke A.G. a établi un nouveau moteur compensé avec deux groupes de balais. Ce moteur possède un enroulement statorique c (fig. 1) dont l'axe magnétique coïncide avec l'axe des balais de travail bb court-circuités. Perpendiculairement à cet axe sont calés les balais d'excitation aa en série avec

l'enroulement statorique et reliés en au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur d . Par suite de cette double liaison, le moteur est nommé « moteur à circuit ».

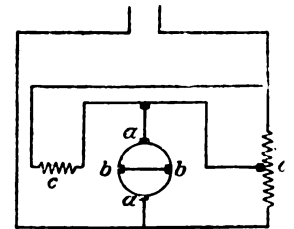


Fig. 1.

Le schéma des connexions est in figure 1. La compensation à peu près de la f. é. m. de self-induction par l'inductance entre les balais série par l'induit permet d'obtenir, pour un terminée, un facteur de puissance égal à l'unité pour toutes les charges. L'intensité de courant égale au double de la normale, le couple de démarrage est 4,5 fois le couple normal : le démarrage se fait sans intercalation de résistance. Le moteur a une tendance naturelle à diminuer sa vitesse de rotation, comme dans un moteur ordinaire. Pour employer le moteur dans des applications exigeant une vitesse constante, les ascenseurs, les machines-outils, on passe de la façon suivante des connexions de démarrage aux connexions de marche où le moteur atteint une vitesse voisine du synchronisme, un interrupteur commutateur à force centrifuge met en jeu l'enroulement secondaire du transformateur aux balais d'excitation, l'enroulement primaire étant relié au réseau électrique. Le moteur tourne alors à vitesse peu près constante, le passage de la marche normale s'effectuant sans interruption de courant. Pour une charge variant de 5 % le synchronisme, le moteur fonctionne avec sa puissance totale, en permettant un freinage énergique. Le courant total est la somme du courant statorique et du courant d'excitation, ce dernier étant la différence entre le courant statorique et le courant d'excitation, dont la valeur

charge normale et est égale, à pleine charge, à 5 % environ du courant total. On peut donc placer sur le stator lui-même l'enroulement de transformation. L'enroulement statorique primaire est placé dans des encoches mi-fermées, et l'enroulement de l'induit tournant est bobiné dans des encoches ouvertes comme pour un induit à courant continu. Les courbes caractéristiques d'un moteur d'ascenseur de 6,5 chevaux alimenté sous 120 volts à 45,5 périodes et freiné, montrent que, pour une compensation à peu près complète et une vitesse de rotation à peu près constante, le rendement a encore pour valeur 0,62. Pour une valeur $\cos \varphi = 0,9$ à 0,95 le rendement atteint 0,71 pour un moteur de 10 chevaux à 960 tours 140 volts et 50 périodes.

O. A.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Expériences faites sur des câbles à haute tension. — E. Jona. — *The Electrician*, 9 novembre 1906.

Pendant le congrès tenu à Milan par l'Association Electrotechnique Italienne, l'auteur a fait quelques expériences à haute tension sur des câbles construits par la maison Pirelli. Ces expériences étaient faites avec un transformateur dont le primaire était établi pour 160 volts et le secondaire pour 160 000 ou 320 000 volts.

Deux tambours portaient 120 mètres de câble établi avec plusieurs couches successives d'isolant de capacités inductives spécifiques différentes, d'après le procédé déjà décrit par l'auteur⁽¹⁾ : les couches intérieures sont en caoutchouc vulcanisé et les couches extérieures en papier imprégné.

Ces deux bobines de câbles supportèrent parfaitement la tension de 150 000 volts à laquelle on les soumit. Des échantillons de 5 à 6 mètres de longueur, essayés au point de vue de la tension de rupture, ont été percés sous 208 000, 202 000 et 210 000 volts, appliqués entre le conducteur et l'enveloppe de plomb. Le conducteur avait 18 millimètres de diamètre ; et le diamètre total de l'isolant était de 48 millimètres ; l'épaisseur totale de diélectrique était donc de 15 millimètres. Le conducteur central, en câble de cuivre torsadé, est revêtu d'une enveloppe de plomb pour que sa surface soit absolument cylindrique.

Quelques échantillons du câble posé par la maison Pirelli dans le lac de Garde pour la transmission de 6 000 kilowatts de courants triphasés à 13 000 volts entre Ponale et Rovereto furent aussi essayés au point de vue de la tension de rupture. Ce câble est établi de la façon suivante. L'âme torsadée a 75 millimètres carrés de section et est recouverte d'une enveloppe de plomb, puis isolée par plusieurs couches de caoutchouc vulcanisé jusqu'à une épaisseur de 5^{mm},5. Au-dessus est placée une couche de gutta-percha de 1^{mm},2, assurant une étanchéité absolue. Le câble est ensuite entouré de jute tanné et armé de 18 fils d'acier de 3 millimètres de diamètre. Trois câbles juxtaposés forment la ligne triphasée.

Pour éviter les effets de la self-induction, considérables pour trois câbles séparés, on a préalablement guipé chaque fil d'acier avec du chanvre goudronné, de façon à augmenter énormément la réluctance magnétique. D'après les expériences de l'auteur, la chute de tension due à la self-induction est réduite au même ordre de grandeur que la chute ohmique.

Des échantillons de ce câble furent essayés à 100 000 volts entre le conducteur et l'enveloppe. Des étincelles violentes jaillirent le long du diélectrique, mais le câble supporta parfaitement cette tension. On ne put pas la porter à une valeur plus élevée, à cause de la décharge qui se produisait le long du diélectrique.

Avec le transformateur à 320 000 volts, on fit des expériences sur une ligne aérienne à deux fils supportée par des isolateurs de la fabrique Ginori. Ceux-ci sont établis pour une ligne à 60 000 volts et comprennent quatre cloches : ils ont 40 centimètres de hauteur et 32 centimètres de diamètre. Les fils étaient distants de 1^m,60 et étaient de différents diamètres, correspondant à des sections de 20, 40, 80 et 100 millimètres carrés. La nuit, on apercevait la décharge entre fils pour une tension de 50 000 volts avec des fils de 20 millimètres carrés et pour une tension de 100 000 volts avec des fils de 100 millimètres carrés. La tension fut portée successivement à 150 000, 200 000, 250 000 et 280 000 volts. La décharge de la ligne était très considérable à cette tension. Le champ électrostatique était si intense dans tout le voisinage qu'on pouvait tirer des étincelles de toute masse métallique isolée et que des tubes à vide s'allu-

⁽¹⁾ *Eclairage Electrique*, tome XLIII, 15 avril 1905, page 76.

maient spontanément. A 290 000 volts, un arc jaillit de l'un des isolateurs et mit le feu au support en bois.

R. R.

Sur les lignes à haute tension à poteaux en fer (Fin) (1). — L. Kallir. — Elektrotechnik und Maschinenbau, 28 octobre 1906.

La ligne de Lockport, Niagara et Ontario est soutenue en partie par des pylônes triangulaires, en partie par des pylônes quadrangulaires. Les premiers sont employés avec des portées de 156 mètres, ont une hauteur de 16^m,50 au-dessus du sol, une longueur totale de 18 mètres, un poids de 1 250 kilogrammes et une charge maximale admissible de 2 100 kilogrammes correspondant à une vitesse de vent de 160 kilomètres par heure et à une couche de glace de 2^{cm},5 d'épaisseur. Une autre ligne de la même compagnie est portée par des tours à quatre pieds de 15 mètres de hauteur établies avec une base très large et pouvant résister à une traction particulièrement élevée : ces tours peuvent résister à un effort de 6 750 kilogrammes exercé à leur sommet. Leur poids est de 1 600 kilogrammes, et leur prix 575 francs. Certaines tours ont été établies pour un effort de 15 000 kilogrammes à leur sommet.

Des tours analogues ont été employées pour l'établissement de la ligne de Taylors Fall ; elles ont 18 mètres de hauteur, pèsent 1 350 kilogrammes et coûtent 625 francs.

Les tours de la ligne de l'Hudson River Electric Power Co sont établies pour deux lignes et un effort maximum de 3 600 kilogrammes : leur poids est de 1 900 kilogrammes et leur prix 750 francs.

Sur la ligne déjà ancienne de Guanajuato, les tours ont une base de 2^m,5 × 2^m,4 ; les fils inférieurs sont à 12^m,50 du sol et le fil supérieur à 14^m,4. Un pylône pèse 680 kilogrammes et coûte 275 francs : la portée normale est de 132 mètres et, sur une partie de la ligne où les pylônes sont plus élevés, elle atteint 450 mètres. La ligne fonctionne à 60 000 volts et transporte 10 000 chevaux.

Sur les lignes de Necaxa et de Niagara-Toronto, on a employé des tours portant deux lignes, soit six conducteurs : ces tours ont une base de 4^m,8 × 3^m,6 ; la hauteur des isolateurs

inférieurs au-dessus du sol est de 12 mètres, la portée est de 150 mètres normalement, 180 mètres au maximum sur la ligne de l'est de 120 mètres normalement sur Toronto. Les tours des deux lignes près le même poids, 1 050 kilogrammes, elles sont galvanisées. Ces tours se pour résister à un effort de 4 500 kilogrammes les isolateurs sont prévus pour 6 000.

Un autre type de poteaux est caractérisé par le fait que les pylônes présentent une rigidité perpendiculairement à la ligne élastiques dans la direction de la ligne. Les poteaux ont été employés d'abord à Brémonte sur la ligne de Vigevano à Milan. Les tours de la ligne de Brembo pèsent 420 kilogrammes, ceux de la ligne de Vigevano pèsent 450 kilogrammes pour une portée normale de 150 mètres.

Pour terminer cette étude, l'auteur donne quelques chiffres permettant d'avoir une idée approximative du prix d'établissement de différents types.

Prix par kilomètre d'une ligne double à 110 millimètres carrés de section pour la tension de 110 000 volts.

a) Type de la ligne de Clermont-Ferrand.

10 poteaux à 810 kgr. = 8 100 kgr. à 45 fr.	
les 100 kgr.	450
Peinture des poteaux.	100
6 000 m. de câble de cuivre torsadé d	
25 mmq., soit 1 340 kgr. à 2 fr. 80. . .	2 680
60 isolateurs à 10 fr.	600
1 000 m. de fil d'acier comme parafoudre.	
Prises de terre, fils et accessoires. . .	100
Pose de 10 poteaux à 20 fr.	200
10 fondations de poteaux à 45 fr. . .	450
Pose de 7 000 m. de fil à 0 fr. 10. . .	700

TOTAL. 5 180

b) Type de la ligne Niagara-Toronto.

9 poteaux à 1 040 kgr., soit 9 360 kg	
à 0 fr. 42.	396
Peinture des poteaux.	90
6 000 m. de câble de cuivre torsadé. . .	
54 isolateurs à 10 fr.	540
1 000 m. de fil d'acier.	100
Prises de terre et accessoires.	100
9 poteaux à 30 fr.	270
Fondation de 9 poteaux à 60 fr. . . .	540
Pose de 7 000 m. de fil à 0 fr. 10. . .	700

TOTAL. 2 696

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 1^{er} décembre 1906, page 352.

c) Type de la ligne de Vigevano-Milan.

9 poteaux à 610 kgr., soit 5 490 kgr. à 0 ^{fr} ,42.	2 300 fr.
Peinture des poteaux.	120
6 000 m. de câble de cuivre.	3 750
54 isolateurs.	540
1 000 m. de fil d'acier.	200
Prises de terre et accessoires.	250
Pose de 9 poteaux à 20 fr.	180
Fondation de 9 poteaux à 40 fr.	360
Pose de 7 000 m. de fil à 0 ^{fr} ,10.	700
TOTAL.	8 400 fr.

d) Type des lignes de l'A. E. G.

1 poteau principal de 1 300 kgr. } 6 500 kgr.	2 730 fr.
8 poteaux interméd. de 650 kgr. }	
Peinture des poteaux.	200
6 000 m. de câble de cuivre.	3 750
54 isolateurs.	540
1 000 m. de fil d'acier.	200
Prises de terre et accessoires.	250
Pose d'un poteau principal.	30
Pose de 8 poteaux intermédiaires à 20 fr.	160
1 fondation pour poteau principal.	60
8 fondations pour poteaux interméd. à 40 fr.	320
Pose de 7 000 m. de fil à 0 ^{fr} ,10.	700
TOTAL.	8 940 fr.

e) Ligne à poteaux de bois : les deux lignes séparées.

2 × 32 = 64 poteaux en bois à 25 fr.	1 600 fr.
64 consoles transversales à 3 fr.	192
6 000 m. de fil de cuivre à 2 ^{fr} ,65 le kgr.	3 550
192 isolateurs à 9 fr.	1 728
2 000 m. de fil d'acier.	400
Prises de terre et accessoires.	250
Pose de 64 poteaux à 7 ^{fr} ,50.	480
Pose de 8 000 m. de fil à 0 ^{fr} ,09.	720
TOTAL.	8 920 fr.

Si l'on envisage non seulement les frais de premier établissement, mais aussi les frais d'entretien, la ligne à poteaux de fer, même sous la forme d'exécution la plus coûteuse, est plus économique qu'une ligne à poteaux de bois et présente de grands avantages au point de vue de l'exploitation.

B. L.

ÉLÉMENTS PRIMAIRES ET ACCUMULATEURS

Perfectionnements aux éléments galvaniques. — *Centralblatt für Accumulatoren* ; septembre, octobre, novembre 1906.

Elément galvanique. — B. J. BLAMEUSER. — Brevet anglais 12 315, du 13 juin 1905 ; acc. 13 juin 1906.

Les éléments dans lesquels l'électrode de

charbon en deux parties reçoit le zinc contenu dans un vase poreux sont établis par l'inventeur d'une façon simple et économique et ils présentent une tension et une intensité de courant invariables pendant une longue durée. Dans ce but, l'inventeur emploie un récipient intérieur disposé sous les électrodes et contenant de l'électrolyte en réserve. Sur ce récipient est placée l'électrode positive, ouverte à sa partie inférieure et fermée à sa partie supérieure par un couvercle auquel elle est fixée. Dans cette électrode cylindrique est placé un cylindre poreux qui pénètre dans le couvercle et s'appuie également sur le récipient à électrolyte, portant à cet effet une gorge circulaire. Une électrode cylindrique en zinc est placée à l'intérieur de ce cylindre poreux, et contient elle-même un second cylindre poreux dans lequel est placé un gros crayon de charbon. Le récipient intérieur peut être poreux et peut faire corps avec les deux cylindres poreux qui s'appuient sur lui et qui séparent les électrodes ; il vaut mieux l'établir en porcelaine ou en autre matière imperméable résistant à l'action des acides : il porte alors des ouvertures appropriées. On peut établir le même élément sans récipient intérieur, en employant un vase poreux ayant un seul fond et une double paroi cylindrique.

Electrode positive pour éléments galvaniques avec électrolyte neutre et sulfate de plomb ou autre composé de plomb insoluble servant de dépolarisant. — E. HEYMANN. — Brevet allemand 177 287, 28 mai 1905 ; acc. 23 juillet 1906.

L'invention est relative à une électrode positive pour éléments galvaniques à électrolyte neutre employant comme dépolarisant un composé de plomb insoluble ou très difficilement soluble. Les composés de plomb sont mélangés avec du platine finement divisé ou de la mousse de platine, ou bien avec du cuivre, de l'argent ou une autre matière conductrice électronégative par rapport au plomb, telle que du charbon de cornue, du peroxyde de manganèse, etc. Le mélange ainsi obtenu est placé dans un support approprié, après avoir été bien mélangé avec du plomb spongieux ; ensuite on plonge dans l'acide sulfurique étendu l'électrode ainsi constituée, de façon à obtenir un sulfate de plomb ; on peut de même employer l'acide chlorhydrique ou tout autre acide approprié, pour obtenir un chlorure ou

un autre sel de plomb. Cette transformation s'effectue sous l'action du couple local que constitue, avec le plomb, le platine contenu dans l'électrode. Quand l'électrode est prête, on la place dans un électrolyte neutre avec une électrode négative, du zinc, par exemple. Lorsque l'élément est épuisé, on retire l'électrode positive et on la régénère en la trempant dans l'acide sulfurique étendu.

Elément galvanique. — I. KITSER. — Brevet américain 827 917 ; 20 février 1904 ; acc. 7 août 1906.

L'électrolyte est introduit au moment voulu en quantité convenable, et est enlevé après usage de l'élément, de façon que toute action locale soit évitée. D'un récipient A, l'eau coule dans un récipient dont la contenance est égale à ce que peut recevoir la pile : de même, un plus petit récipient B contient une solution concentrée (du bichromate de potasse acide par exemple) et est en communication avec un récipient dosant exactement la quantité de solution à admettre dans la pile. Des robinets appropriés permettent aux deux petits récipients de dosage de se remplir, puis de se vider dans la pile : ces robinets sont commandés par des électro-aimants actionnés par le courant d'une petite pile Leclanché. A la partie inférieure des éléments de la pile principale sont disposées des tubulures contenant chacune un robinet : tous les robinets sont calés sur une même tige que manœuvre un électro-aimant, permettant ainsi d'effectuer d'un seul coup le vidage de la pile.

Elément galvanique. — I. KITSER. — Brevet américain 827 914 ; 12 juin 1901 ; renouvelé 3 mai 1905 ; acc. 7 août 1906.

L'emploi du dépolarisateur est évité. L'inventeur a précédemment établi des électrodes en charbon dont les interstices étaient recouvertes de platine finement divisé. Pour renouveler d'une façon commode la matière active, on constitue celle-ci de morceaux de charbon de bois poreux séparés par du noir de platine. Ces morceaux sont placés dans des trous appropriés d'une plaque de charbon ou d'autre corps conducteur. Deux de ces plaques peuvent être assemblées au moyen de boulons conducteurs. On peut encore établir des briquettes actives séparées par des bandes de plomb ou de platine et maintenir le tout dans un cadre en ébonite.

Elément galvanique. — B. JONAS. — Brevet américain 828 319 ; 2 avril 1904 ; acc. 14 août 1906.

En remplissant et en vidant l'éléments, on renouvelle l'air qui est nécessaire au fonctionnement de la pile. L'inventeur a établi des éléments dans lesquels ce vidage et ce remplissage s'effectuent facilement. Le récipient extérieur est en béton, dans lequel sont placées toutes les autres pièces. Des plaques de charbon horizontales sont disposées dans le récipient, à l'extérieur de celui-ci émergent de quelques millimètres. Elles peuvent être aussi verticales ou inclinées. Aux extrémités des plaques de charbon à l'extérieur de la pile, un fil métallique assure un bon contact avec les électrodes. L'intérieur de l'électrolyte est disposé de façon à permettre de chauffer la pile à 65° environ. Le fond du récipient contient des petits morceaux de fer servant d'électrode négative ; sur ces morceaux sont placés des vases poreux dont l'un est en charbon et les autres sont intercalés entre des morceaux de fer, qui contiennent des conducteurs en contact avec ceux-ci : ces conducteurs des différents vases poreux sont ensemble et forment la sortie de la pile. Au-dessus de la couche de fer est placé un diaphragme poreux, sur lequel sont disposés des morceaux de charbon allant jusqu'à la rangée la plus haute de plaques de charbon. Contre le diaphragme du côté des charbons est placé un tube qui, en inversant le récipient et permet de recharger la pile. Comme électrolyte, on utilise une solution de fer, telle que du chlorure de fer.

Les tubes de vidage et de remplissage sont actionnés à des pompes que l'on peut actionner électriquement.

Perfectionnements aux éléments primaires. — CH. RUTZICKA. — Brevet anglais 18 931 ; 1905 ; acc. 19 septembre 1906.

L'élément doit produire un courant constant et être d'une construction et d'un entretien faciles. Le récipient est étanche de façon à pouvoir contenir des gaz sous pression. Les électrodes sont des carbures métalliques, tels que du carbure de titane ou de bore. Les deux électrodes ont la forme d'un ca-

grillage pouvant recevoir des métaux actifs tels que de la poudre d'aluminium ou de magnésium, mélangée avec un liant plastique. On peut aussi employer des dépôts électrolytiques. Par exemple, l'anode est en aluminium et la cathode en charbon ; l'électrolyte est du chlore sous une pression telle qu'une partie du gaz soit liquéfié ou soit dissous dans l'eau. Le gaz doit attaquer l'une des électrodes ou les deux. On peut, avec du chlore comme électrolyte, employer une cathode de carbure de titane pressé et comme anode du plomb : on peut aussi employer comme cathode du plomb et comme anode de l'aluminium : dans ce cas, les deux électrodes sont attaquées. Outre le gaz, on peut employer une solution saline qui ne doit pas empêcher l'action du gaz sur les électrodes.

E. B.

ÉLECTROCHIMIE

Action chimique des radiations de courte longueur d'ondes sur les corps gazeux. — E. Regener. — *Drudes Annalen*, octobre 1906.

Si l'on soumet de l'oxygène à l'action de la décharge électrique silencieuse dans un tube à ozone de Siemens, cet oxygène est toujours ozonisé jusqu'à une certaine teneur pour des conditions données de pression et de température. Comme l'a montré Warburg, il se produit, à côté de l'action ozonisante, une action désazonisante qui détermine le maximum d'ozonisation.

Les phénomènes qui se produisent dans un tube à ozone n'obéissent pas à la loi de Faraday : il ne s'agit donc pas d'une électrolyse simple. Pour la formation d'un gramme-équivalent d'ozone, on ne dépense, avec la décharge silencieuse, qu'une quantité d'électricité 193 à 1 000 fois plus petite que pour l'électrolyse. Warburg a indiqué que la formation d'ozone par la décharge silencieuse est une action photo-électrique ou cathodo-chimique. Une action ozonisante de la radiation ultraviolette à courte longueur d'ondes a été prouvée par Lénard. La formation d'ozone dans la décharge silencieuse étant toujours accompagnée d'une luminescence du gaz, ainsi que d'une radiation ultraviolette, l'action ozonisante de cette dernière doit être considérée dans tous les cas comme l'un des facteurs contribuant à la formation d'ozone. Si l'on

pouvait prouver aussi qu'il existe une action désazonisante de la radiation ultraviolette, l'explication donnée par Warburg de l'action de la décharge silencieuse gagnerait en vraisemblance.

L'auteur s'est proposé d'étudier cette action désazonisante de la radiation de courte longueur d'ondes. L'appareil employé comprenait essentiellement un tube à ozone en quartz translucide pour les radiations ultraviolettes portant en son milieu un second tube de plus grand diamètre soudé sur lui, qui formait un espace annulaire. En disposant à l'extérieur de ce tube et à l'intérieur du tube central des armatures métalliques et en reliant celles-ci à une petite bobine de Ruhmkorff, on pouvait ozoniser l'oxygène contenu dans le tube : en éloignant ensuite les armatures, on pouvait produire à l'intérieur du tube une étincelle électrique comme source de radiation ultraviolette. L'ozonisation était déterminée, par la diminution de volume qui se manifeste lors de la transformation d'oxygène en ozone, au moyen d'une méthode différentielle, indiquée par Warburg avec un second tube principal et deux tubes capillaires.

L'oxygène était préparé au moyen de chlorate de potasse, nettoyé, purifié et séché. L'étincelle électrique employée comme source de radiation ultraviolette jaillissait entre deux électrodes d'aluminium et avait 7 millimètres de largeur : elle était alimentée par une bobine de Ruhmkorff avec une bouteille de Leyde en parallèle : la bobine était munie d'un interrupteur à turbine donnant environ 120 ruptures par seconde. Parallèlement à l'étincelle était dirigé un puissant courant d'air, circulant dans deux tubes de verre, l'un effilé et l'autre évasé, qui entouraient les électrodes jusqu'à leur extrémité. Cet artifice augmentait l'intensité de l'étincelle et réduisait l'action calorifique de celle-ci en entraînant l'air chaud. L'éclateur était placé dans l'intérieur du tube autour duquel était soudé le tube annulaire contenant l'ozone : on voit que tout échauffement de ce gaz était évité avec la disposition adoptée et que la décomposition spontanée de l'ozone ne pouvait pas être due à une élévation de température.

Avec cet appareil, on opérait de la façon suivante : on remplissait d'oxygène l'espace annulaire et l'on plaçait les armatures métalliques intérieure et extérieure, puis on ozonisait le gaz

au moyen d'une petite bobine de Ruhmkorff. On déterminait alors, au moyen d'un cathétomètre la hauteur de l'acide sulfurique dans le tube capillaire de mesure et on calculait l'ozonisation d'après le résultat de cette mesure. On enlevait ensuite les armatures du tube à ozone et l'on plaçait à l'intérieur de celui-ci l'éclateur décrit. La lumière ultraviolette agissant sur l'ozone, on pouvait mesurer l'action désazonisante de ces radiations.

L'auteur a trouvé ainsi que la radiation ultraviolette produit une action fortement désazonisante, qui est d'autant plus intense que la teneur en ozone est plus grande. Pour une ozonisation de 6 %, la désazonisation a atteint environ 0,3 % pour 1 minute d'action de la radiation. La désazonisation spontanée pendant la durée d'un essai était négligeable dans l'appareil employé.

Le verre absorbant la lumière ultraviolette au-dessous de la longueur d'ondes de 300 μ , l'auteur a employé un petit tube de verre à parois minces qu'il plaçait entre le tube de quartz et l'éclateur, afin d'étudier la région d'action des rayons désazonisants. L'action cessant complètement lorsque le tube de verre est en place, on en conclut que les rayons actifs sont compris entre la longueur d'ondes de 300 μ (pour laquelle commence l'absorption du verre) et la longueur d'ondes de 185 μ (pour laquelle commence l'absorption du quartz).

E. Meyer a mesuré l'absorption de l'ozone pour la lumière ultraviolette et a trouvé un très fort maximum de celle-ci pour la longueur d'ondes de 257 μ . Probablement l'action désazonisante de la lumière ultraviolette observée par l'auteur est liée à cette bande d'absorption.

Lenard a montré que l'action ozonisante de la lumière ultraviolette est relative aux très courtes longueurs d'ondes. Pour prouver cette action dans l'appareil employé, l'auteur a rempli celui-ci avec de l'oxygène pur et l'on a fait agir la lumière de l'étincelle. Il a constaté une diminution de volume, c'est-à-dire une ozonisation de l'oxygène de 0,1 % pour une durée d'action de 1 minute. Comme on devait s'y attendre, cette action diminue quand la teneur en ozone augmente, à cause de l'action désazonisante signalée ci-dessus.

Pour déterminer le point pour lequel les deux actions s'équilibrent, on prit de l'oxy-

gène et l'on fit agir l'étincelle jusqu'à ce que l'ozonisation se maintint constante à une teneur déterminée. Ensuite on ozonisa à une teneur, au moyen de la décharge silencieuse, un mélange d'oxygène et d'ozone ainsi qu'on fit agir à nouveau la lumière de l'étincelle jusqu'à ce que la teneur en ozone fût constante. Le point obtenu dans cette expérience coïncide avec le point de l'expérience précédente où l'oxygène est passé jusqu'à une valeur constante. Ce point dépend de la constitution du quartz employé et du coefficient de sa transparence pour les rayons ozonisants et désazonisants.

Comme on l'a vu plus haut, les rayons ozonisants ont une longueur d'ondes de 185 μ et les rayons désazonisants ont une longueur d'ondes plus faible, car ils doivent être absorbés par l'oxygène, et l'absorption de ce gaz dépend de la longueur d'ondes. D'après Kreusler, pour une longueur d'ondes de 193 μ et croît quand la longueur d'ondes diminue. L'auteur a essayé d'absorber ces rayons de court d'ondes. Le spath, dont l'absorption commence à 214 μ et qui ne laisse plus rien passer au-dessous de 200 μ , fut employé sous forme d'une plaque de 8 millimètres d'épaisseur placée à l'intérieur du tube à ozone : le courant d'induction avait été élevé, ainsi que le courant d'air de soufflage, de façon à produire une étincelle très active. L'auteur a constaté que l'action ozonisante avait complètement disparu. Pour une teneur en ozone de 0,01 %, aucune action désazonisante n'a été constatée au bout de 4 minutes ; pour une teneur de 0,5 %, on constata au bout de 1 minute une action désazonisante très nette. On peut conclure de là que la longueur d'ondes des rayons désazonisants est inférieure à 200 μ . On a obtenu au résultat que, suivant sa longueur d'ondes, la radiation ultraviolette produit ou détruit l'ozone.

L'auteur a étudié ensuite la relation entre l'état d'équilibre et la température. Pour cela, il plaçait le tube dans un bain d'eau. La teneur en ozone fut atteinte pour 3,4 % à 20° et pour 4,4 % à 40°. La variation entre 40° et 54° étant de 1 %, qu'entre 20° et 40°.

La désazonisation spontanée coïncide avec la température ; la molécule d'ozone est par suite bien plus disposée à se

quand la température est élevée; l'action de la lumière est ainsi facilitée.

Comme le montrent les résultats précédents, on peut exciter, sur l'oxygène et l'ozone, des actions chimiques qualitativement égales au moyen de la décharge silencieuse ou de l'étincelle électrique. L'auteur a été amené à étudier, à ce point de vue, l'action de la radiation ultraviolette sur l'ammoniaque et l'oxyde d'azote, et il a constaté sur ces gaz des réactions qui correspondent aux réactions produites par la décharge silencieuse. Pour mesurer les transformations chimiques des gaz étudiés on déterminait, comme pour l'ozone, la variation de volume du gaz. L'ammoniaque présente une décomposition de 0,14 % au bout d'une minute et de 11 % au bout de 80 minutes. Pour l'oxyde d'azote, l'auteur a obtenu des résultats analogues.

On peut résumer de la façon suivante les résultats principaux de cette étude :

1° La preuve d'une action désazonisante de la radiation ultraviolette;

2° La détermination des longueurs d'ondes approximatives pour lesquelles se produit la désazonisation ou l'ozonisation; les rayons de moins de 200 μ de longueur d'ondes produisent de l'ozone; les rayons de 257 μ de longueur d'ondes détruisent l'ozone;

3° La détermination de la relation entre cette action et la température;

4° La preuve que la radiation ultraviolette de courte longueur d'ondes décompose aussi l'ammoniaque, l'oxyde d'azote, l'acide azotique.

E. B.

Nouvel appareil à ozone pour stériliser l'eau. — C. Perkins. — *Electrical Review*, N. Y.

Cet appareil, facilement transportable, est enfermé dans un coffret en bois; la colonne de stérilisation a 40 centimètres de hauteur et est remplie de billes en porcelaine ou en argile. Le réglage de la quantité d'ozone produit est effectué au moyen d'une valve à laquelle est relié un appareil de mesure. Dans l'intérieur du coffret est disposé le producteur d'ozone formé de 10 tubes de verre, un transformateur et un petit moteur à courant continu de 0,5 cheval entraînant un petit ventilateur qui fait circuler l'air nécessaire. Un interrupteur tournant fournit au primaire du transformateur du courant inter-

mittent. Pour épurer l'air, on emploie un récipient rempli de chlorure de calcium. Le coffret porte un tableau de connexions avec les résistances de réglage. Si l'on dispose de courant alternatif au lieu de courant continu, on emploie un petit groupe moteur-générateur qui fournit au transformateur le courant intermittent.

L'appareil produit par heure 580 à 1 160 litres d'eau purifiée. Pour mesurer la concentration, on emploie une solution acide d'iodure de potassium.

Des installations, établies à Saint-Petersbourg et à Munich avec ce système breveté par la société Siemens-Schuckert, débitent 110 000 litres par heure. Pour les applications militaires, l'appareil est monté sur une voiture à deux roues, à côté d'un petit groupe électrogène à essence de 2 chevaux qui fournit le courant nécessaire. Une petite pompe rotative fait circuler l'eau à purifier. Une seconde voiture semblable contient l'ozonisateur composé de huit éléments, les deux réservoirs d'ozone et trois filtres rapides que l'eau traverse avant d'être stérilisée. La colonne a 2^m,50 de hauteur et est composée de deux parties juxtaposées. L'équipement transportable pèse 1 tonne environ et suffit pour débiter 3 600 litres d'eau par heure. Sur la seconde voiture est placée un transformateur à haute tension, relié par des câbles souples aux bornes primaires du générateur de courant placé sur l'autre voiture.

R. R.

Revêtements électropositifs pour la protection du fer et de l'acier contre la corrosion. — Sherard Cowper-Coles. — *The Electrician*, 26 octobre et 2 novembre 1906.

La cause véritable de la corrosion rapide du fer et de l'acier a été fréquemment discutée par les métallurgistes et les chimistes et n'est pas encore nettement connue à l'heure actuelle. Cependant, une série d'expériences ont montré que l'acide carbonique joue un rôle plus important que l'oxygène qui, pendant longtemps, a été considéré comme le facteur principal de la corrosion rapide du fer et de l'acier.

Des études intéressantes ont été faites dans le but de rendre le fer passif par un traitement chimique, mais on n'a pas obtenu de résultats véritablement pratiques. Comme revêtements protecteurs, ceux qui ont donné les meilleurs

résultats jusqu'à présent sont les revêtements électro-positifs et, en particulier, les revêtements en zinc.

Il existe trois méthodes courantes pour appliquer du zinc sur des surfaces en acier ou en fer :

1° la galvanisation à chaud avec un bain fondu ;

2° l'électro-galvanisation à froid ;

3° la galvanisation à sec ou « Sherardisation ».

La protection du fer par un revêtement de zinc représente une industrie si importante que la moitié de la production totale de zinc des Etats-Unis est employée dans ce but : la quantité totale de zinc produite dans ce pays en 1904 s'est élevée à 181 000 tonnes.

Le zinc est électro-positif vis-à-vis du fer, et, en présence d'humidité, il forme un couple galvanique dans lequel le zinc se dissout et le fer reste intact : c'est la méthode la plus efficace et la plus économique pour protéger le fer, et elle se répand de plus en plus.

Le premier procédé pour obtenir le revêtement de zinc consiste à déposer électriquement le métal d'une solution aqueuse. Cette méthode est coûteuse ; malgré cela elle est employée pour le traitement de nombreux objets en fer et l'amirauté anglaise l'applique à la galvanisation des tubes de chaudières.

Le procédé à chaud au moyen d'un bain de métal fondu n'a pas subi de modifications depuis 1846.

Le dernier procédé est la galvanisation à sec : il a été inventé récemment par l'auteur. Ce procédé présente la particularité remarquable que le revêtement de zinc peut être appliqué sur les différents objets métalliques à une température considérablement inférieure au point de fusion du zinc.

On enlève d'abord soigneusement l'oxyde recouvrant les objets à traiter. Après quoi on les place dans un récipient de fer chargé de poussières de zinc et chauffé à une température d'environ 300° pendant une durée comprise entre quelques minutes et plusieurs heures, suivant la nature et la section du fer à recouvrir. Après cette opération les objets sont recouverts d'une couche de zinc, dont l'épaisseur dépend de la durée de l'opération et de la température employée, qui est en moyenne inférieure de 110° environ à la température de fusion du zinc. Ce

procédé est très économique, en plus de la basse température employée, à cause de la grande économie dans de zinc employée, qui s'étend en parfaitement uniforme sur toute la l'objet à recouvrir. Ce procédé s'applique bien à la galvanisation du cuivre, aluminium, et antimoine, et employé ainsi avec d'autres métaux comme le fer. La poudre de zinc est obtenue par la réduction de minerais de ce métal ; la production de cette poudre est d'environ 100 000 tonnes par an. La propriété particulière de cette poudre est qu'on ne peut pas la réduire à l'état métallique dans les conditions mêmes en employant une température élevée.

Le récipient dans lequel on place le métal à recouvrir est hermétique et l'on enlève l'oxyde qui se forme trop d'oxyde, il est bon de placer 3 % de charbon finement divisé : si trop d'oxyde, le dépôt est terne au lieu de présenter une surface métallique brillante. Le métal à recouvrir porte une couche de dépôt s'effectue aussi bien, si ce n'est

MESURES

Sur les points morts de l'aiguille du galvanomètre balistique (fin) (1). — A. Physical Society.

Points morts de l'aiguille pour les courants de décharge. — Lord Rayleigh a indiqué qu'un galvanomètre est un appareil très sensible pour indiquer si la somme intégrale de la décharge est nulle ou non, et il a établi les limites que ce fait impose à la méthode de décharge pour la comparaison des inductances. L'auteur a trouvé qu'avec plusieurs galvanomètres à aiguille, il est facile de faire que des charges relativement énormes ne sentent la bobine sans produire aucune déviation. Il a trouvé aussi que tous les galvanomètres à bobine ne sentent des déviations pour certains courants de décharge, quoique la valeur intégrale

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 1^{er} décembre 1904, page 358.

fût nulle. Une explication simple des effets produits par la décharge d'un condensateur peut être donnée de la façon suivante.

Soit un condensateur K relié à la bobine du galvanomètre par une clé de charge et de décharge, soit la charge initiale dans le conducteur: on a

$$\int_0^{\infty} i dt = q$$

$$R \int_0^{\infty} i^2 dt = (q_0^2/2K) - W,$$

en appelant R la résistance effective du circuit de décharge et W l'énergie totale fournie à l'aiguille. Cette dernière équation est très approximativement exacte, que la décharge soit oscillante ou non. Si l'on suppose que le courant est tombé à une valeur négligeable avant que l'aiguille se soit déplacée d'une façon appréciable, on trouve, en multipliant les deux membres de l'équation (1) par dt et en intégrant, la formule:

$$Mk^2\Omega = \mu G q_0 \cos \theta_0 + \gamma \sin \theta_0 \cos \theta_0$$

$$[(q_0^2/2KR) - (W/R)], \quad (2)$$

Ω étant la vitesse angulaire initiale de l'aiguille. Cette vitesse Ω a une valeur nulle si le deuxième membre de l'équation (2) s'annule. En général, la chaleur produite par les courants de Foucault dans l'aiguille est négligeable, et ainsi on peut poser $W = 0$ quand $\Omega = 0$. Dans ce cas, on a

$$2\mu G \cos \theta_0 + \gamma \sin \theta_0 \cos \theta_0 [q_0/KR] = 0$$

$$\sin \theta_0 = 2(\mu G/\gamma)(R/V) \quad (3)$$

en appelant V la différence de potentiel initiale, positive ou négative, entre les bornes du condensateur.

Aux points déterminés par l'équation (3), il n'y a pas de déviation produite par la charge et par la décharge. Ces points, que l'auteur appelle points morts, peuvent être déterminés rapidement et exactement avec des galvanomètres de faible résistance.

Si l'on fait varier la résistance x entre les bornes du conducteur et si l'on détermine la position y du point mort correspondant à la charge, et si l'on trace la courbe de y et x , on trouve une ligne droite ne passant pas par l'origine. On suppose que la résistance intérieure effective du condensateur est R_1 et que R, dans la formule (3), est donné par $R = x + R_1$.

En traçant une droite par le point $(-R_1, 0)$ faisant avec l'axe des x le même angle que la droite qui représente le lieu des points morts,

mais en direction opposée, on obtient le lieu des points morts pour la décharge. Les distances des points morts au centre de l'échelle ont été trouvées expérimentalement inversement proportionnelles aux tensions agissantes, et toutes les droites passaient à peu près par le point $(-R_1, 0)$. Dans ces expériences, un condensateur étalon de un microfarad a présenté une résistance intérieure effective de 4 ohms. La résistance d'un condensateur de 0,05 microfarad a été trouvée égale à 32 ohms, et celle d'un condensateur de 3 microfarads s'est élevée à 1,6 ohms.

En pratique, l'énergie fournie à l'aiguille est négligeable en comparaison de celle dissipée en chaleur dans le circuit électrique. On peut donc considérer que la résistance R_1 du condensateur est définie par l'équation

$$(R_1 + G) \int_0^{\infty} i^2 dt = q_0^2/2K$$

en appelant G la résistance de la bobine du galvanomètre et des conducteurs de jonction.

La résistance intérieure R_1 d'un condensateur peut être déterminée facilement de la façon suivante. Soit D_1 la distance du point mort au point symétrique pour la décharge lorsque la bobine du galvanomètre est seule en circuit. Soit R une résistance mise en série avec la bobine et D_2 la nouvelle distance pour le point mort. On a, d'après (3):

$$\frac{G + R_1 + R}{G + R_1} = \frac{D_2}{D_1}$$

$$R_1 = \frac{RD_1}{D_2 - D_1} - G.$$

L'auteur a trouvé expérimentalement que cette formule donne des valeurs exactes pour R_1 , quand R et la tension agissante variaient entre de larges limites. L'équation (3) donne une méthode exacte pour déterminer le rapport de μG à γ . Elle montre ainsi que les circonstances favorables à la production de points morts à proximité de la position symétrique sont les suivantes: faible résistance, faible valeur du coefficient du galvanomètre, faible moment magnétique de l'aiguille, tension de charge élevée, valeur élevée du coefficient γ de Rayleigh.

On peut considérer les déviations produites quand l'aiguille est primitivement dans la position θ_0 . En égalant la variation d'énergie cinétique de l'aiguille au travail qui correspond à

l'arrêt de l'oscillation, on a approximativement :

$$\frac{1}{2} Mk^2 (\Omega^2 - \omega^2) = \mu H (1 - \cos(\theta - \theta_0)),$$

en appelant ω la vitesse angulaire de l'aiguille quand la déviation est θ . Soit θ_1 la valeur de θ à l'extrémité de l'oscillation : si l'on suppose que θ_1 ait une faible valeur, on a :

$$Mk^2 \Omega^2 = \mu H (\theta_1 - \theta_0)^2$$

d'où l'on tire la valeur suivante :

$$\theta_1 - \theta_0 = (Mk^2 / \mu H)^{1/2} \Omega.$$

En tenant compte de l'équation (2), il vient :

$$\theta_1 - \theta_0 = (1 / Mk^2 \mu H)^{1/2} [\mu G \gamma_0 + \gamma \theta_0 (q_0^2 / 2KR)] \quad (4)$$

puisque, dans la plupart des cas, W est négligeable par rapport à l'énergie totale. On a :

$$\theta_1 - \theta_0 = \theta' + \lambda \theta_0$$

$$\theta' = \mu G q_0 / (Mk^2 \mu H)^{1/2}$$

= déviation dans la position symétrique

$$\lambda = \gamma q_0^2 / [2kR (Mk^2 \mu H)^{1/2}].$$

On voit que λ doit être positif, que q_0 soit positif ou négatif. On peut donc écrire

$$\theta_1 - \theta_0 = \pm \theta' + \lambda \theta_0. \quad (5)$$

En déterminant la déviation produite quand l'aiguille était initialement à un degré de sa position symétrique pour différentes valeurs de la résistance, dans le circuit de décharge, on obtient une courbe qui coïncide presque exactement avec l'hyperbole dont l'équation est la suivante :

$$y = -12 + \frac{432}{x+5}.$$

La résistance du galvanomètre et des conducteurs de jonction était de un ohm ; l'inductance du galvanomètre était 0,0021 henry et la résistance intérieure du condensateur, déterminée expérimentalement au moyen de la courbe des points morts, était de 4 ohms.

Les déviations correspondant à la charge répondaient très approximativement à l'équation :

$$y = 12 + \frac{432}{x+5}.$$

L'équation (4) peut aussi être écrite sous la forme :

$$\theta_1 - \theta_0 = (1 / Mk^2 \mu H)^{1/2} KV [\pm \mu G + \gamma \theta_0]$$

En faisant varier V , toutes les autres restant les mêmes, et en traçant des valeurs de la déviation en fonction de V , on obtient une parabole. De même, en faisant varier K (R restant constant), on obtient une droite.

L'exemple expérimental suivant n'est qu'un des effets produits par un courant de déclenchement. La valeur intégrale est nulle, sur la courbe d'un galvanomètre à aiguille. Une bobine isolée de 1^m,3 de diamètre, pesant 6 grammes est placée au sommet d'un support semblable, les deux bobines formant un transformateur sans noyau. Les extrémités de la bobine sont connectées au galvanomètre, les extrémités de l'autre sont connectées à une clé Morse, aux bornes d'un condensateur de 1 microfarad de telle façon que les courants de passage obtenus soit en chargeant le condensateur sur un circuit à 100 volts, soit en le déchargeant, passent par la bobine. La valeur intégrale du courant induit est nulle. Quand l'aiguille est dans la position symétrique, les déviations produites à la charge et à la décharge sont faibles, mais, si l'aiguille est déviée de l'autre de la position symétrique, les déviations sont importantes. Une résistance en série avec le condensateur a pour effet de diminuer considérablement l'amplitude des déviations.

Avec un galvanomètre d'Arsonval non amorties, on obtient des effets semblables.

Comme conclusion, l'auteur indique l'importance de la correction de Rayleigh pour la déviation du galvanomètre, qui explique beaucoup de phénomènes observés dans les expériences. Quand on tient compte de cette correction, l'utilité du galvanomètre est beaucoup accrue, et la facilité avec laquelle on peut déterminer exactement les points morts pour trouver facilement le facteur de correction. La position des points morts permet aussi de vérifier la résistance interne effective des bobines.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — Éric GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

DISTRIBUTION DES PERTES DANS LE FER ET PRODUCTION DE CHALEUR DANS LES TÔLES D'INDUITS

On détermine généralement les pertes dans le fer des inducts en partant de chiffres trouvés pour les types semblables. Pour pouvoir comparer les pertes dans le fer de différents types de machines et pouvoir recourir à l'essai balistique ou à l'essai avec transformateur-étalon, il est intéressant de connaître la théorie de la distribution des courants de Foucault dans les tôles d'induit.

Il est nécessaire, en premier lieu, de déterminer la distribution du flux en supposant une onde sinusoïdale de flux. Pour une distribution complexe de l'induction à la surface, il faut recourir à une série indéfinie. Pour l'étude dont il s'agit, nous envisagerons le cas simple. Le diagramme de la figure 1 explique la condition à remplir.

Le bord DB est la périphérie développée de l'induit avec les points B et D au milieu de l'espace interpolaire. La ligne AC représente la surface intérieure des tôles de l'induit. La fonction :

$$\varphi = B \frac{\cosh x}{\sinh a} \sin y$$

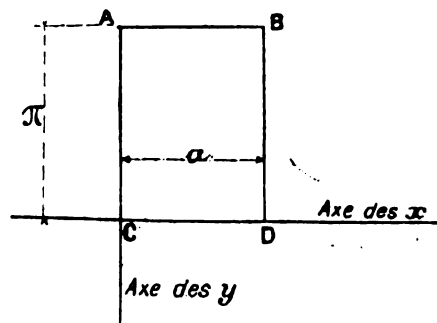


Fig. 1.

est satisfaite par les valeurs suivantes :

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} + \frac{d^2\varphi}{dy^2} = 0$$

$$\begin{aligned} \varphi &= 0 && \text{quand} && y = 0 \\ \varphi &= 0 && \text{quand} && y = \pi \\ d\varphi/dx &= 0 && \text{quand} && x = 0 \\ d\varphi/dx &= B \sin y && \text{quand} && x = a. \end{aligned}$$

La fonction du flux est donnée par l'équation

$$\psi = B \frac{\sinh x}{\sinh a} \cos y.$$

Ces deux fonctions ont été représentées pour différentes valeurs de φ et ψ , et les courbes sont tracées en pointillé sur la figure 2.

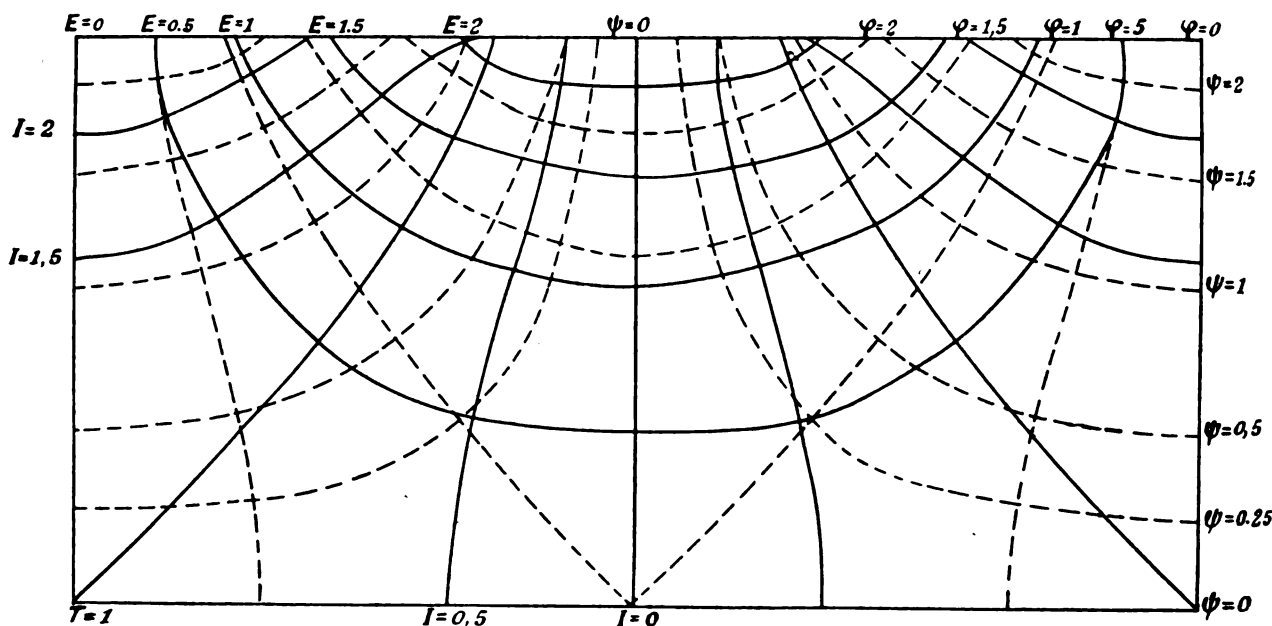


Fig. 2.

Par suite du mouvement de rotation des tôles dans le flux ainsi distribué, il se produit des courants de Foucault qui sont représentés par les courbes en trait plein marquées I. Les courbes E en trait plein représentent les lignes équipotentielle correspondant aux courants de Foucault.

Dans un élément infiniment petit de fer, dans la direction perpendiculaire à la surface des tôles, une f. é. m. est engendrée par l'effet du flux de force coupé. Non seulement l'induction est variable dans les différentes parties du champ, mais encore les lignes du flux magnétique ont des directions variables relativement à la direction de déplacement des éléments infiniment petits de la tôle. Évidemment la ligne joignant tous les points où la même tension est engendrée doit être perpendiculaire aux lignes du flux des courants de Foucault engendrés, et cette ligne doit être fixe dans l'espace en se déplaçant dans le métal. La tension en un point quelconque x, y à un instant quelconque t doit être donnée par un certa n

nombre multiplié par la vitesse de variation du potentiel magnétique dans la direction x , c'est-à-dire un certain nombre de fois $d\varphi/dx$. On a :

$$\frac{d\varphi}{dx} = B_{(xy)} = B \frac{\sinh x}{\sinh a} \sin y,$$

et le vecteur $B_{(xy)}$ multiplié par la vitesse en centimètres par seconde et divisé par 10^8 doit être proportionnel aux volts engendrés en un point quelconque x, y . En appelant E la tension, on a donc :

$$E = \frac{Bv\delta}{10^8} \cdot \frac{\sinh x}{\sinh a} \sin y.$$

Dans cette formule, B est l'induction maxima en $x = a$ (ou dans l'entrefer) et en $y = \pi/2$, exprimée en unités C. G. S. (dans les induits dentés, il s'agit du fond des encoches); v est la vitesse en centimètres par seconde, δ est l'épaisseur de la tôle en centimètres.

La fonction des courants de Foucault est alors :

$$I = \frac{Bv\delta}{10^8} \cdot \frac{\cosh x}{\sinh a} \cdot \cos y.$$

Soit ρ la résistivité en ohms; la densité de courant est $(1/\rho) (dE/dN)$, N étant la normale à la courbe des équivalents. Les pertes par courants de Foucault, en watts, ont pour valeur :

$$P = \frac{1}{\rho} \int_x \int_y \left(\frac{dE}{dN} \right)^2 dx dy.$$

On a aussi

$$\left(\frac{dE}{dN} \right)^2 = \left(\frac{dE}{dx} \right)^2 + \left(\frac{dE}{dy} \right)^2$$

et, en évaluant l'intégrale double, on a par tôle de largeur π et de profondeur a :

$$P = \frac{1}{\rho} \frac{\pi}{2} \frac{B^2 v^2 \delta^2}{10^{16}} \frac{\sinh 2a}{\cosh 2a - 1}.$$

Le volume de la tôle étant $a\pi\delta$, si $a/\pi = r$, les pertes par centimètre cube ont pour valeur

$$P = \frac{1}{\rho} \frac{B^2 v^2 \delta^2}{10^{16}} \cdot \frac{\delta}{2\pi r} \cdot \frac{\sinh 2\pi r}{\cosh 2\pi r - 1}.$$

On peut étudier de la même manière les pertes par hystérésis. Au lieu de supposer que les pertes par hystérésis dépendent de la puissance 1,6 de l'induction, nous supposons qu'elles varient comme la puissance 2. Il n'y a pas actuellement de raison pour s'en tenir strictement à l'exposant 1,6 pour l'hystérésis, car cet exposant varie suivant la portion de la courbe des pertes par hystérésis, ainsi que l'a nettement signalé le Dr Sumpner⁽¹⁾. La valeur de l'exposant dépend de l'induction et de la qualité de la tôle. On trouve que, dans les conditions commerciales ordinaires, la puissance 2 donne d'aussi bons résultats qu'une autre puissance. Les valeurs de l'exposant semblent être comprises entre 1,4 et 2,2. En prenant la puissance 2, l'étude analytique est beaucoup simplifiée. Soit φ le potentiel magnétique; $d\varphi/dN$ donne l'induction magnétique en un point quelconque (x, y) . Les pertes par hystérésis ont pour valeur :

$$H = \alpha f \delta \int_x \int_y \left(\frac{d\varphi}{dN} \right)^2 dx dy = \alpha f \delta B^2 \frac{\pi}{4} \frac{\sinh 2a}{\cosh 2a - 1}.$$

(1) *The Electrician*.

par tôle, f étant la fréquence. Les pertes par centimètre cube ont pour valeur :

$$\mathcal{H} = \frac{\alpha f B^2}{4\pi r} \frac{\sinh 2\pi r}{\cosh 2\pi r - 1},$$

r ayant la même signification que précédemment et α étant une constante qui dépend de la qualité du fer. On rencontre à nouveau le même facteur de correction par tôle :

$$\sinh 2\pi r / (\cosh 2\pi r - 1),$$

qui permet de mesurer les pertes d'une machine d'après celles d'une autre. Le cas idéal est celui où $r = \infty$. On a alors :

$$f(r) = \frac{\sinh 2\pi r}{\cosh 2\pi r - 1} = 1.$$

Dans tous les autres cas, $f(r)$ est supérieur à l'unité. La figure 3 indique la valeur de $f(r)$ pour un petit nombre de valeurs pratiques de r . On voit qu'on ne gagne pas grand'chose à prendre une valeur de r supérieure à 0,6. La forme de courbe le montre nettement. Il en résulte qu'au point de vue des pertes par hystérésis aussi bien que des pertes par courant de Foucault, on peut énoncer la règle suivante :

$$\frac{\text{Profondeur du noyau}}{\text{Pas polaire}} = \frac{3,75}{\text{nombre de pôles}}.$$

Revenant à la question de la production de chaleur, on doit étudier d'abord la distribution

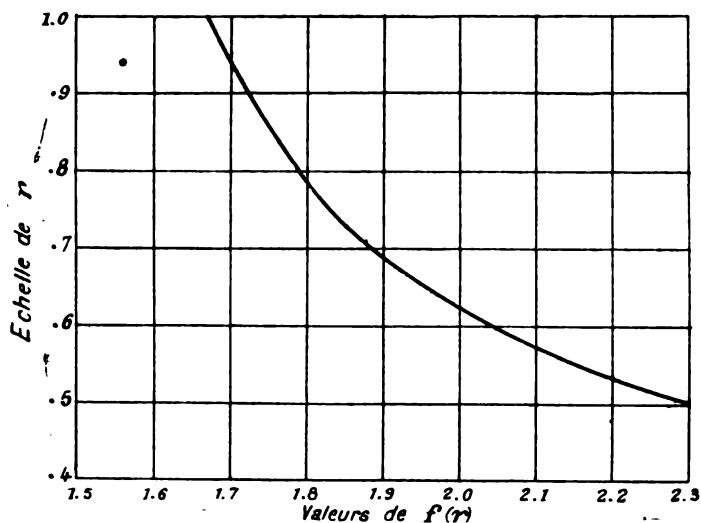


Fig. 3.

de l'induction magnétique. La plus forte induction ne se produit pas immédiatement sous le pôle, mais plutôt à la partie de la région interpolaire au bas de la denture. Les courbes sont marquées B et sont figurées par des traits pointillés. Les courbes en trait plein marquées W, représentent graphiquement les lignes suivant lesquelles la même quantité de chaleur est produite par les courants de Foucault. Les courbes marquées W_h sont des droites donnant le lieu des points où se produit la même quantité de chaleur due à l'hystérésis. On voit que les courbes d'échauffement maximum sont

à mi-distance entre les centres polaires et les centres interpolaires. C'est là un résultat remarquable. Le fait qu'un phénomène de ce genre a lieu réellement est mis en évidence par le faible refroidissement par ventilation que l'on constate dans les turbo-alternateurs avec enroulement distribué et avec ventilation limitée aux surfaces des faces polaires.

Dans ce qui précède, on a supposé que l'expression $\int_{B_1}^{B_2} B dB$ donne approximativement la valeur des pertes par hystérésis. Cela est plus ou moins justifié si la partie ascendante de la courbe (B, H) dans le premier quadrant peut être remplacée approximativement par une droite, et la partie descendante du cycle d'hystérésis par une autre droite. Suivant la valeur

de l'induction maxima, les droites du groupe s'abaissent toutes parallèlement à elles-mêmes pour d'autres inductions. La force coercitive doit alors être en même temps supposée proportionnelle à l'induction magnétique maxima. Le Dr Sumpner a calculé ⁽¹⁾ l'expression $fBdH/H_0B_M$ pour de très grandes valeurs de B_M , et a trouvé qu'elle donne pratiquement une valeur constante. Il en est ainsi dans les conditions supposées précédemment. Les hypothèses qui précèdent ont été faites uniquement pour obtenir une idée de la distribution de l'échauffement.

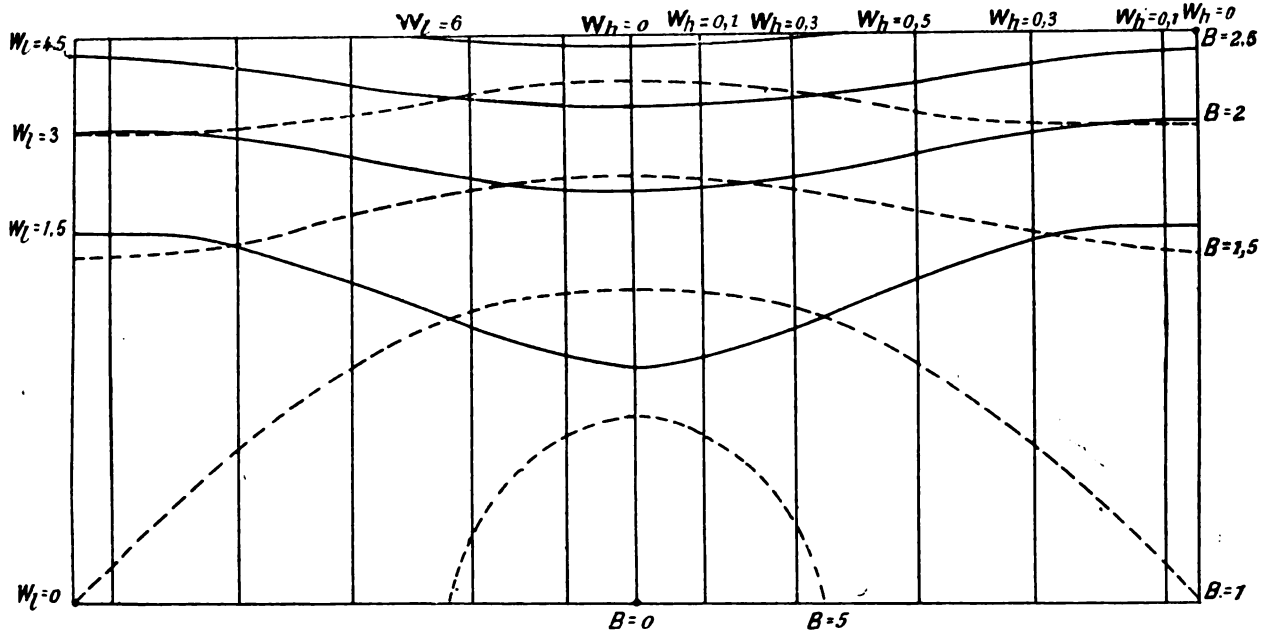


Fig. 4.

L'induction magnétique en un point est donnée par $d\varphi/dN$ et, puisque le métal est supposé se déplacer uniformément le long de y , figure 1 (c'est la direction horizontale dans les figures 3 et 4), l'énergie dépensée en un point x, y par l'élément de la tôle de fer allant de y à $y + dy$ est donnée par l'expression :

$$\frac{d\varphi}{dN} \cdot \frac{d}{dy} \left(\frac{d\varphi}{dN} \right) dy.$$

L'énergie pour la longueur dy au point x, y est :

$$B (dB/dy).$$

En traçant les courbes pour différentes valeurs de $B(dB/dy) \equiv \sin y \cos y$, on obtient les courbes $W_A \equiv \sin y \cos y$ indépendantes de la coordonnée x .

Les courbes d'induction marquées B sont données par l'expression :

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi}{dN} &= \frac{B_M}{\sinh a} \sqrt{\sinh^2 x \sin^2 y + \cosh^2 x \cos^2 y} \\ &= \frac{B_M}{\sinh a} \sqrt{\cosh^2 x - \sin^2 y} \\ \frac{d}{dy} \frac{d\varphi}{dN} &= - \frac{B_M}{\sinh a} \cdot \frac{2 \sin y \cos y}{\sqrt{\cosh^2 x - \sin^2 y}}. \end{aligned}$$

⁽¹⁾ Institution of Electrical Engineers, avril 1906, page 463.

Le signe — est négligé, car il est équivalent de supposer qu'il s'agit d'énergie dissipée en chaleur quand on passe de $B + dB$ à B . Le terme B_M est l'induction maxima dans l'entrefer.

L'échauffement dû aux courants de Foucault dépend de la 2^e puissance de la densité de courant et l'on a :

$$W_i = \left(\frac{B_M v \delta}{10^8 \sinh a} \right)^2 \{ \cosh^2 x \sin^2 y + \sinh^2 x \cos^2 y \}$$

ou

$$W_i \equiv \sin^2 y + \sinh^2 x.$$

Les courbes représentant l'échauffement produit par les courants de Foucault sont tracées d'après cette expression. La densité de courant en un point est donnée par dE/dN .

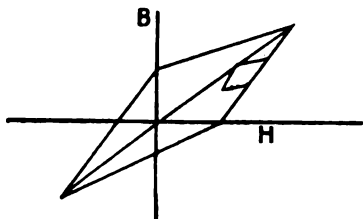


Fig. 5. — Approximation des courbes d'hystérésis.

La méthode qui précède permet de déterminer d'une façon générale les courants parasites produits dans une masse quelconque une fois qu'on connaît ou que l'on peut relever la distribution du flux magnétique. Évidemment, les effets d'une fréquence élevée ne sont pas pris en considération. Dans des tôles d'induit suffisamment minces, ce dernier effet ne doit pas entrer en ligne de compte. Comme pour les pertes par hystérésis et la distribution, si la fonction

$\int_{B_1}^{B_2} H dB$ est exactement connue, l'approximation représentée par la figure 5 n'est pas nécessaire.

La distribution réelle de chaleur n'est certainement pas très différente de celle qui a été relatée ci-dessus.

Conclusions.

Les conclusions de cette étude sont les suivantes :

- 1° Les courants de Foucault circulent d'une façon continue dans l'espace d'après les courbes en trait plein I de la figure 2, la ligne $\psi = 0$, $I = 0$ étant toujours au milieu du pôle ;
- 2° Les lignes pointillées ψ de la même figure représentent les lignes du flux magnétique ;
- 3° Les échauffements égaux dus à l'hystérésis se produisent pratiquement le long des droites W_h en trait plein de la figure 4 ;
- 4° Les lignes d'égal échauffement dû aux courants de Foucault sont représentées en trait plein en W_i sur la figure 4 ;
- 5° Sur la même figure, les lignes en pointillé représentent la distribution de l'induction magnétique sans tenir compte de la direction ;
- 6° L'échauffement maximum a lieu entre la région du milieu des pôles et la région inter-polaire, le lieu exact dépendant du rapport des pertes par hystérésis aux pertes par courants de Foucault ;
- 7° La meilleure formule à employer est la suivante :

$$\frac{\text{Profondeur du novau}}{\text{Pas polaire}} = \frac{3,75}{\text{nombre de pôles}}.$$

8° Pour une même induction maxima dans l'entrefer, les pertes par centimètre cube d'une machine sont à celles d'une autre machine dans le rapport

$$\frac{\sinh 2\pi r_1}{\cosh 2\pi r_1 - 1} \bigg/ \frac{\sinh 2\pi r_2}{\cosh 2\pi r_2 - 1} = f(r_1)/f(r_2),$$

r étant le rapport de la profondeur simple du noyau au pas polaire. L'expression $f(r)$ est représentée sur la figure 3.

A. PRESS.

CONSIDÉRATIONS THÉORIQUES ET PRATIQUES SUR LES MACHINES A VAPEUR SURCHARGÉES (1)

C'est une caractéristique des usines prospères que d'avoir des moteurs surchargés et surmenés; le cas est fréquent dans le Nord, et il faut en féliciter nos industriels, dont la production croît sans cesse et dont les affaires grandissent en progression continue. Que de machines à vapeur nous connaissons, d'une puissance nominale de 500 chevaux, qui en développent 750; de 800 qui en font 1 200 et plus encore, surtout le lundi matin en hiver, alors que l'on demande de l'électricité pour la lumière, et que les transmissions et les machines froides donnent lieu à des résistances anormales. Les industriels se préoccupent à bon droit des conditions nouvelles dans lesquelles leur moteur fonctionne; l'éventualité d'un accident toujours possible, mais dont la probabilité augmente avec la surcharge, les inquiète plus encore que la diminution du rendement qui en résulte fatalement. Ils hésitent à se séparer de ce serviteur fidèle, de cet artisan de leur fortune, qui a toujours marché sans se lasser jamais, et a pu enlever les charges croissantes qu'on lui a imposées d'année en année, sans même perdre sensiblement de vitesse et sans s'user outre mesure; il a encore de la valeur, et il faudra le vendre à un marchand de métaux, qui n'en offrira qu'un vil prix: la machine plus puissante, que le mécanicien propose d'installer à sa place, coûtera par contre très cher et l'opération de la substitution du nouveau moteur présentera de grosses difficultés, et entraînera un chômage et des embarras de toute nature. On retarde donc le plus possible la solution redoutée et l'on ne s'y résout qu'à la dernière extrémité. La question est de savoir jusqu'où l'on peut aller, sans danger, et sans une augmentation ruineuse de la consommation de vapeur et de combustible: cette question, elle nous a été posée souvent, et nous avons constaté maintes fois qu'il est extrêmement difficile de porter un jugement rationnel et sûr dans ce domaine, où la théorie intervient en même temps que la pratique du technicien et de l'homme d'affaires, et où les conséquences d'une erreur d'appréciation peuvent devenir fort graves. Toutefois certaines considérations générales servent de guide dans le diagnostic des cas divers qui se présentent, et nous nous proposons de les développer; mais les règles que nous énoncerons ne constituent que des indications analogues à celles qu'on rencontre dans certains manuels de médecine usuelle, qui suggèrent un remède pour toute maladie, mais ne dispensent pas d'appeler l'homme de l'art, nous voulons dire un ingénieur compétent, avisé et désintéressé.

(1) Communication faite à la Société Industrielle du Nord de la France.

TABLEAU I

MACHINES MONOCYLINDRIQUES			
Pression sur le cylindre : 5 atm. = 5 ^k ,16.			
Détente au 1/6.			
DIAMÈTRE DU CYLINDRE en centimètres.	COURSE DU PISTON en mètres.	NOMBRE DE TOURS par minute.	PUISSANCE INDIQUÉE en chevaux.
20	0,40	130	25
25	0,50	120	37
30	0,60	110	50
35	0,70	100	65
40	0,89	90	80
45	0,90	82	100
50	1,00	75	125
55	1,10	67	150
60	1,20	60	180
65	1,30	52	210
70	1,40	50	275

MACHINES COMPOUND				
Pression sur le petit cylindre : 6 atm. = 6 ^k ,20.				
Détente totale au 1/12.				
DIAMÈTRE DES CYLINDRES en centimètres.		COURSE COMMUNE des pistons en mètres.	NOMBRE DE TOURS par minute.	PUISSANCE INDIQUÉE en chevaux.
Petit cylindre.	Grand cylindre.			
45	70	0,90	80	260
50	90	1,10	75	380
57,5	100	1,25	70	520
65	115	1,35	65	750
72,5	127,5	1,50	60	1 000
80	140	1,60	55	1 300

MACHINES TRIPLEX					
Pression sur le premier cylindre : 8 atm. = 8 ^k ,27.					
Détente au 1/18.					
DIAMÈTRE DES CYLINDRES en centimètres.			COURSE COMMUNE des pistons en mètres.	NOMBRE DE TOURS par minute.	PUISSANCE INDIQUÉE en chevaux.
50	75	110	1,200	70	900
65	95	135	1,500	60	1 200
80	120	165	1,800	50	1 500

TABLEAU II

MACHINES MONOCYLINDRIQUES				
PUISSANCE NOMINALE INDICÉE en chevaux.	DIAMÈTRE DU CYLINDRE	COURSE DU PISTON	NOMBRE DE TOURS par minute.	
25 ch.	22 cent.	0 ^m ,330	150	
30	19	0 270	155	
60	40	0 800	62	
65	38	0 700	100	
70	40	0 800	88	
100	40	1 000	75	
100	45	0 900	85	
100	50	1 000	60	
130	40,6	0,915	92	
140	45,7	1 066	72	
150	55	1 100	60	
160	50	1 050	80	
165	50	1 000	62	
170	51,5	1 150	83	
200	60,4	1 200	40	
250	56	1 000	80	

MACHINES COMPOUND				
PUISSANCE NOMINALE indiquée.	DIAMÈTRES DES CYLINDRES		COURSE DES PISTONS	NOMBRE DE TOURS par minute.
250 ch.	32,5 cent.	56 cent.	0 ^m ,350	127
250	43	80	0 900	77
280	42	65	0 750	115
300	50	90	1 075	75
300	66	105	1 525	48
325	52,5	82,5	1 200	65
350	50	92	1 000	66
400	52,5	82,5	1 200	72
500	52,5	90	0 950	96
500	60	90	1 500	60
525	66	90	1 370	60
525	66	114	1 370	60
550	62,5	97,5	1 400	65
600	81,4	142,2	1 600	56
625	66	115	1 450	65
680	60	95	1 400	68
700	76	115	1 500	60
700	64	115	1 350	66
700	76	115	1 500	60
800	81,3	142,5	1 680	60
800	52,5	90	0 900	125
1 050	76,0	115	1 500	80
1 400	86,5	135	1 100	94
1 700	81,3	172,6	1 220	75

MACHINES TRIPLEX					
PUISSANCE NOMINALE indiquée.	DIAMÈTRES DES CYLINDRES			COURSE des PISTONS	NOMBRE DE TOURS par minute.
600	50 cent.	75 cent.	120 cent.	1 ^m ,401	66
700	47	70	100	1 400	70
800	56	80	115	1 370	70
850	49	76	125	1 350	72
1 700	61	105	105	1 650	72
2 500	77,5	124	180	1 100	100

Il convient avant toute chose de dresser un barème des dimensions habituellement données aux machines à vapeur pour une puissance nominale déterminée. La base de cette série a grandement changé avec le temps et avec les progrès de la science et de la construction mécanique. Les constructeurs ont serré la question de plus près en ces dernières années, et, sans cesser de servir libéralement leurs clients, ils se sont entendus entre eux pour ne leur en donner que pour leur argent ; nul n'oserait les en blâmer.

J'ai publié, il y a plusieurs années déjà, le tableau des dimensions calculées des machines à vapeur de puissances croissantes, en supposant une marche à condensation. Ces chiffres (tableau I) peuvent servir d'indication.

La pratique des constructeurs ne s'écarte pas beaucoup de ces résultats du calcul, ainsi qu'on peut s'en rendre compte en relevant dans les usines les dimensions des machines et leur puissance nominale ; j'ai fait ce travail depuis un bon nombre d'années, et je classe ci-contre un certain nombre de chiffres (tableau II) tous relatifs à des machines à condensation ⁽¹⁾.

L'accord le plus parfait ne règne assurément pas entre tous ces chiffres, mais il ne faut point s'en étonner ; car la pression de la vapeur varie assez notablement avec les installations, et, de plus, ceux qui ont calculé les dimensions des machines peuvent avoir appliqué des idées différentes relatives à la vitesse linéaire du piston, au rapport du diamètre du piston à sa course et aux volumes des cylindres de détente en fonction du premier. En analysant les données susdites, on y découvrirait peut-être un point commun dans les volumes engendrés par le piston pendant l'unité de temps par cheval indiqué.

Toutefois ne nous arrêtons pas à cette considération qui est trop empirique et assez artificielle. En réalité, les ingénieurs constructeurs ont choisi une base d'évaluation plus rationnelle : la puissance nominale de leurs moteurs correspond à celle qui produit la moindre dépense de calories par cheval-heure, c'est-à-dire à celle qui procure le meilleur rendement de la machine. Il en résulte que le moteur, développant la puissance nominale qui lui sert pour ainsi dire d'étiquette, effectue la meilleure détente de la vapeur. Voilà le criterium mathématique de la puissance nominale.

Ce n'est nullement un maximum de puissance ; c'est un maximum de rendement théorique.

Une machine surchargée compromet donc son rendement avant de donner aucune crainte relative à la sécurité de son fonctionnement. C'est ce qu'on oublie trop souvent.

Or, quelle perte de rendement thermique résulte d'une surcharge de 20 à 50 % ? C'est le premier point à élucider ; nous verrons ensuite jusqu'où l'on peut aller au point de vue de la résistance des organes sans tenter Dieu, nous voulons dire sans manquer de prudence.

Pour ce qui est du rendement meilleur d'une machine, et de sa variation avec la surcharge, il faut tenir compte surtout de l'action nuisible des parois et de leur effet sur la détente de la vapeur dans le cylindre ; c'est Hirn, notre grand maître à tous, qui a donné la solution de ce grave et intéressant problème. D'après la théorie générique, il faudrait détendre le plus possible ; la théorie expérimentale enseigne au contraire qu'il y a un degré de détente donnant un maximum de rendement pour chaque machine.

La première prescrit une détente complète ; la seconde préconise une détente modérée, qu'il faut déterminer dans chaque cas, et qui dépend de nombreux facteurs. Les enveloppes et la surchauffe permettent d'allonger la détente ; les expansions multiples conduisent au

(1) Quelques-unes des machines que nous mentionnons sont de date relativement ancienne et peuvent remonter à une vingtaine d'années.

même résultat, et ce bénéfice, réalisé à coup sûr, est une de leurs raisons d'être. Il n'existe aucune formule exacte permettant de calculer le degré de détente qui convient le mieux à

telle ou telle machine et à tel ou tel cas : par contre, de lumineuses expériences ont été faites qui éclairent la question et guident les constructeurs. Dans les expériences classiques effectuées en Alsace par Hirn et par ses disciples, en 1873 et 1875, sur la célèbre machine du Logelbach de 605 centimètres de diamètre de cylindre, 1^m,702 de course, faisant 30 tours à la minute, on a relevé les résultats du tableau III : la machine était sans enveloppe de vapeur, et l'on n'a mesuré que sa puissance indiquée.

TABLEAU III

	VAPEUR SATURÉE		VAPEUR SURCHAUFFÉE	
	1/4	1/7	1/4	1/7
Degré de détente.	1/4	1/7	1/4	1/7
Température de la vapeur.	148°,2	150°,77	231°	195°
Puissance indiquée en chevaux.	134,46	107,81	144,36	113,08
Calories par cheval-heure indiqué.	6 534	5 817	5 356	4 900
Eau dans le cylindre à fin de détente.	25 %	35 %	12 %	21 %

Hallauer a déduit de ces expériences que, même avec de la vapeur saturée, l'admission au 1/7 est plus avantageuse que l'admission au 1/4 ; la disposition cinématique des organes de distribution ne permettait pas d'aller au delà du 1/7, mais l'apparition d'une quantité d'eau plus grande à fin de détente montrait qu'on était près de la limite.

Avec une bonne enveloppe, on devait pouvoir détendre davantage. En effet Hallauer, opérant sur une Corliss à enveloppe, en 1878, obtint les résultats suivants ⁽¹⁾ :

Degré de détente.	1/6	1/8	1/11
Consommation en calories par cheval-heure indiqué.	5 208	5 198	5 227
Eau dans le cylindre à fin de détente.	18,5 %	19,2 %	21,7 %

Le maximum de rendement correspondait à l'admission au 1/10 ; mais la différence était négligeable d'une expérience à l'autre ⁽²⁾ par suite de l'action compensatrice de l'enveloppe que ces chiffres mettaient bien en lumière.

M. Delafond entreprit, en 1884, une série d'intéressantes expériences sur une Corliss monocylindrique du Creusot qui fut essayée dans les conditions les plus diverses de fonctionnement. Voici (tableau IV) quelques chiffres extraits de cet important travail, paru dans les Annales des Mines ⁽³⁾ ; il s'agit de la marche à condensation, avec enveloppe de vapeur, sous différentes pressions et à différentes admissions.

Le minimum de consommation varie avec la pression et avec la détente ; il correspond à des admissions à 6,7 ; 11,5 et 15,5 % ; les puissances les plus économiques sont de 157, 179 et 152 chevaux indiqués. On peut retenir de ces expériences que, pour une pression de 6 kilogs à l'admission, le meilleur rendement indiqué correspond à une détente au dixième environ, dans une machine monocylindrique à bonne enveloppe ; le jugement de Hallauer est donc confirmé : aussi la puissance nominale indiquée des machines monocylindriques est-elle généralement calculée sur une admission variant du 1/8 au 1/10.

⁽¹⁾ Nous extrayons ces chiffres du célèbre mémoire de Hallauer sur les expériences de 1873 et 1878, présenté à la Société Industrielle de Mulhouse, le 25 octobre 1876. Hallauer a publié ces résultats en 1879 dans le Bulletin de la Société industrielle de Mulhouse.

⁽²⁾ C'est à la suite de ces expériences que Hallauer énonça la loi des effets de l'enveloppe ; cette action augmente lorsque la charge diminue et que par suite la détente augmente.

⁽³⁾ Annales des mines, 8^e série, tome VI, page 197.

En multiple expansion, on peut détendre davantage : c'est encore Hallauer qui va nous en fournir la preuve par ses expériences sur la machine Woolf de Malmerspach, qui ont été décisives dans l'espèce.

Degré de détente.	1/13	1/28
Puissance indiquée en chevaux.	215	143
Vapeur consommée par cheval-heure indiqué.	8 ^{kg} ,149	8 ^{kg} ,273

Le rendement maximum correspondait à une détente intermédiaire ; on a cherché à déterminer sa valeur exacte, mais il a fallu pour cela comparer des machines différentes, et l'on a découvert alors que le degré de détente le plus économique dépendait du rapport des courses des pistons à leur diamètre, du rapport entre les volumes des cylindres et de la valeur des pressions initiales.

Le problème devenait dès lors extrêmement complexe, et il n'admettait plus de solution générale. Pour une Compound, dont les volumes des cylindres étaient dans le rapport de 1 à 3, on a constaté ce qui suit :

Degré de détente.	1/7,6	1/13
Puissance indiquée en chevaux.	78,5	64,5
Vapeur consommée par cheval-heure indiqué.	6 ^{kg} ,667	6 ^{kg} ,527

La détente au 1/13 est donc meilleure dans ce cas particulier. Pour les machines du *Duquesne*, pour lesquelles les cylindres étaient dans le rapport de 1 à 2, une détente au 1/19 a été trouvée excessive.

Mais voici un document décisif : en 1902, la maison Van den Kerchove de Gand invitait M. le P^r Schröter de Munich à présider des épreuves de puissance et de consommation sur sa machine à pistons-valves, ayant 32,5 et 56,0 centimètres de diamètre de cylindre, 0^m,850 de course, réglée à 127 tours par minute, alimentée de vapeur à 10 kilogrammes de pression. Du rapport publié par le savant maître nous extrayons les données ci-après, que nous disposons synoptiquement (tableau V), dans le but de faire ressortir les conséquences qui ont trait à la question spéciale que nous voulons élucider.

La puissance nominale de cette machine est de 250 chevaux indiqués, pour une détente totale au 1/15 ; à ce régime, la consommation est satisfaisante, car elle n'est que de 3 700 calories environ par cheval-heure indiqué ; mais son rendement le meilleur correspond à une détente plus grande et à une puissance moindre (elle n'est plus que de 168 chevaux), pour laquelle la consommation est réduite à

TABLEAU IV

PRESSION DE LA VAPEUR à l'admission.	D. GRÉ D'ADMISSION en centièmes.	PUISANCE INDUQUÉE en chevaux.	VAPEUR CONSOMMÉE par cheval-heure indiqué.
7,31 kgr.	5,5	143,4 ch.	7,63 kgr.
7,20	6,7	161,7	7,45
7,30	6,7	157,0	7,38
7,40	12,5	215,0	7,87
5,98	5,0	114,0	7,90
5,86	5,5	125,5	7,75
5,91	11,5	178,6	7,55
5,91	14,0	195,7	7,83
4,21	6,03	93,0	8,27
4,21	9,0	119,0	7,87
4,28	15,5	151,6	7,76
4,35	20,0	177,2	7,90
4,38	25,0	196,7	8,30

TABLEAU V

Pres-ion de la va-peur saturée.	10 ^k ,44	10,28	10,33	9,86	10,0
Degré de la détente totale.	1/10	1/12,5	1/17,6	1/27	1/50
Puissance indiquée en chevaux.	315,89	276,05	220,92	168,43	116,59
Vapeur consommée par cheval-heure indiqué.	6 ^k 09	5,72	5,47	5,28	5,37
Calories par cheval-heure indiqué.	4 029	3 783	3 618	3 490	3 550

3 490 calories (¹). La détente pourrait donc être considérablement allongée, quand on fait de la multiple expansion. Toutefois les constructeurs qui ne veulent pas évaluer trop bas la puissance disponible de leurs moteurs, ne vont pas pratiquement au delà d'une détente au 1/15 et ils se tiennent même en deçà.

Ils auraient tort d'aller plus loin, et ils devront s'inspirer de l'exemple de la maison Van den Kerchove, qui a fixé la puissance nominale de sa machine à 250 chevaux indiqués, alors que le minimum de consommation par cheval-heure indiqué est atteint pour 168 chevaux. Rappelons en effet que la considération de la puissance indiquée est précieuse; les constructeurs la prennent comme base de classification et de comparaison, et ils l'inscrivent dans leurs contrats, mais c'est la puissance effective qui seule intéresse l'industriel; quand on s'en réfère au travail effectif, on est amené à restreindre les trop longues détente.

C'est qu'en effet, avec une détente excessive, le rendement organique diminue notablement et l'utilisation effective se trouve réduite par là même. Cette question demande à être développée.

Le fait a encore été mis en lumière par les expériences de l'école Alsacienne.

Le tableau VI donne les rendements organiques des machines citées précédemment.

Ainsi le minimum effectif est réalisé pour la détente au 1/6 dans la Corliss de Hallauer, alors qu'il correspondait au 1/8 en puissance indiquée. M. Delafond a obtenu le même résultat. Il est donc démontré que la re-

cherche de la consommation minima effective conduit à moins détendre qu'on ne le ferait, si l'on n'envisageait que le minimum indiqué.

Vraie pour les monocylindriques, cette conclusion est encore plus facile à justifier pour les moteurs polycylindriques. Dans une Compound, citée par Hallauer, les consommations indiquées et effectives ont varié avec la détente dans la proportion ci-dessous :

Détente.	1/7,6	1/13
Consommation de vapeur par cheval-heure indiqué.	6 ^k ,667	6 ^k ,527
— effectif.	7,376	7,377

La détente au 1/13 n'a par conséquent plus aucune raison d'être dans le cas particulier de cette machine, si ce n'est de réduire la puissance réelle du moteur.

Nous concluons donc de ce que nous venons de rapporter que les longues détente, que l'on serait tenté d'accepter, quand on ne considère que le rendement indiqué, doivent souvent être considérées comme exagérées, lorsqu'on les apprécie au point de vue pratique du travail effectif qui seul intéresse l'industriel.

Il ressort de ce qui précède une autre déduction, qui n'est pas moins importante dans l'étude que nous avons entreprise, à savoir que la consommation de vapeur et de calories varie très peu aux environs du maximum. Les chiffres cités ci-dessus suffiraient pour établir la chose; mais nous croyons utile d'appuyer la thèse sur de nouveaux exemples.

(¹) Alimentée de vapeur surchauffée, cette machine consomme au maximum 2 992 calories pour une puissance indiquée de 216 chevaux, la surchauffe atteignant le degré (que nous trouvons pratiquement trop élevé) de 353°, contre 150° en vapeur saturée.

Une machine Piguet monocylindrique, de 40 centimètres de diamètre de cylindre et 0^m,800 de course de piston, cotée à 80 chevaux pour 88 révolutions par minute, a fourni les résultats suivants aux essais dont elle a été l'objet en 1886 ⁽¹⁾.

Puissance indiquée, en chev.	29	47	58	66	77	80	86	94	107
Consommation de vapeur par ch.-h. indiqué, en kgr.	8,400	7,860	7,530	7,600	8,100	8,180	8,460	8,730	9,360

Avec une admission aux 85 centièmes, cette machine aurait pu développer 135 chevaux indiqués. De 47 à 86 chevaux, la consommation a varié de 7 %.

La même maison a publié des essais effectués sur un moteur de 50 centimètres de diamètre de piston et 1^m,000 de course, réglée à 100 tours par minute, estimée à 125 chevaux effectifs; le tableau des résultats obtenus (tableau VII) présente un grand intérêt.

La puissance a plus que doublé, alors que la consommation n'augmentait même pas de 23 %.

MM. Van den Kèrchove ont essayé autrefois une de leurs machines de 200 chevaux indiqués, de 52,5 centimètres de diamètre, 0^m,900 de course, faisant 95 tours à la minute, qui a consommé 6^h5^m,900 de vapeur saturée en détendant au 1/10, et en développant 185 chevaux; en détendant à 3/10, elle a fait 360 chevaux avec une dépense de 7^h5^m,250 ⁽²⁾. Le travail avait augmenté dans le rapport de 1 à 1,95 : la consommation n'a varié que dans la proportion de 1 à 1,05. Il s'agit d'une machine assez ancienne déjà en date; les moteurs

TABLEAU VII

ADMISSION	PRESSION DE LA VAPEUR : 6 k.		PRESSION DE LA VAPEUR : 7 k.	
	Puissance effective.	Consommation par ch.-heure effectif.	Puissance effective.	Consommation par ch.-heure effectif.
6 %	10 ¹ / ₄ chev.	7 ^h ,650	123 chev.	7 ^h ,500
8	125	7 750	»	»
10	145	7 850	»	»
12	16 ¹ / ₄	8 050	217	8 200
15	190	8 350	»	»
20	225	8 850	»	»
25	256	9 450	297	9 300

TABLEAU VIII

Pression : 6 k. au petit cylindre.

ADMISSION AU P. C.	DÉTENTE TOTALE	PUISANCE INDIQUÉE en chevaux.	VAPEUR CONSOMMÉE par cheval-heure indiqué.
20 %	1/15	195	5 ^h 5 ^m ,900
25	1/12	235	»
30	1/10	275	6 100

Or, il est à noter que les machines Compound se prêtent moins aux variations de puissance que les monocylindriques, attendu que le petit cylindre travaille seul, quand la charge diminue, alors que, si l'on demande plus d'effet, c'est le grand qui fournit presque seul l'excédent.

La Société Alsacienne a fourni à la Compagnie des Omnibus de Paris une machine de

⁽¹⁾ C'étaient les consommations garanties; en réalité, les dépenses relevées ont été un peu moindres.

⁽²⁾ Ces consommations sont entendues toutes purges comprises.

60 centimètres au petit cylindre et 95 au grand, avec une course commune de 1^m,400; au régime de 67 tours par minute; cette Compound devait développer 680 chevaux. Elle a donné lieu aux observations du tableau IX.

TABLEAU IX

	PUISSANCE INDIQUÉE	CONSUMMATION DE VAPEUR par cheval-heure indiqué.
Quart de charge.	217,02 chev.	7 ^k ,77
Demi-charge.	370,20	7 050
Pleine-charge.	686,20	6 794
Surcharge.	812,50	7 260

Les faibles variations de consommation relevées sont presque les mêmes de pleine charge à 18 % de surcharge, que de demi-charge à pleine charge.

Voici enfin des chiffres relatifs à une triplex d'Augsbourg.

Diamètres. { P. C. : 501^{mm},25 }
 { M. C. : 751^{mm},50 } Course commune : 1^m,401
 { G. C. : 1 202^{mm},60 }

Puissance indiquée, en chevaux. 609 688 708 717
 Consommation de vapeur par cheval-heure indiqué, en kgr. 5,66 5,68 5,65 5,63

Les différences de consommation observées sont nulles, car elles sont de l'ordre des erreurs d'expérience : et pourtant de 609 à 717 chevaux, il y a près de 20 % de variation de puissance.

Inutile de multiplier les citations : nous croyons avoir démontré surabondamment que la consommation croît lentement avec la surcharge, même avec une surcharge de 20, de 25, voire même de 30 %.

C'est la conséquence de l'admirable élasticité de la machine à vapeur, c'est son privilège, c'est sa qualité maîtresse.

Un industriel n'a donc pas à se préoccuper trop d'une surcharge de son moteur, s'il se place au seul point de vue de la dépense de vapeur que cette surcharge occasionne ; il s'en préoccupe d'autant moins, que la dépense surnuméraire, rapportée à la puissance effective, est moindre qu'elle ne le paraît quand on ne tient compte que de la puissance indiquée. Donc si l'on ne considère que la question économique, une machine qui dépasse de 30 % sa puissance nominale n'est généralement pas à ranger parmi les machines surchargées, surtout si elle est desservie par des chaudières largement calculées.

Il est des machines qui permettent même d'aller plus loin sans grande augmentation de consommation ; mais alors se pose la question de sécurité et l'on a le devoir de se préoccuper des conditions nouvelles du fonctionnement du moteur. Nous sommes conduit ainsi à traiter le second point que nous avons pris pour sujet de cette étude : de combien peut-on surcharger le moteur sans risquer d'abuser ? où commence le danger ?

Voyons d'abord comment augmente la puissance avec l'admission ; plusieurs des expériences relatées ci-dessus nous ont déjà fourni d'utiles données à cet égard.

Ainsi nous avons vu qu'en machine monocylindrique une admission de 25 % donne 256 chevaux, contre 164 qui correspondent à 15 % et 104 obtenus par 6 %.

Les expériences de M. Delafond nous apportent aussi d'utiles indications (tableau X), qu'il faut retenir.

Aux pressions élevées, une admission double fait augmenter de près de la moitié la puissance indiquée ; aux pressions plus faibles, l'effet est moins marqué, et il faudrait presque quadrupler l'admission pour obtenir une puissance double.

En Compound, la progression suit une loi assez complexe ; il faudrait instituer une série d'expériences graduées, pour établir cette loi, mais les ingénieurs ont rarement l'occasion de poursuivre des recherches de ce genre ; à défaut d'essais, on peut calculer les puissances en fonction des admissions ⁽¹⁾. C'est ainsi que nous avons dressé le tableau XI, pour une Compound de 525 chevaux à 8 kilowatts de pression, faisant 100 révolutions par minute.

TABLEAU X

Pression de la vapeur.	7 ^h ,75		6,25		4,50		3,50	
Admission %.	5,5	12,5	5,0	14,0	6,0	25,0	5,0	29,0
Puissance indiquée.	143,4	215,0	114,0	195,7	93,0	196,7	69,8	181,0
Puissance effective.	112,7	177,4	85,6	160,4	69,8	166,2	47,3	148,5

Ces grandes variations de l'admission ont dû être envisagées par les constructeurs ; par conséquent les surcharges considérables qui en résultent ne peuvent pas compromettre la stabilité d'une machine bien calculée.

Mais nous allons beaucoup plus loin encore : il y a quelques années tous les constructeurs,

dont les machines présentaient un agencement cinématique permettant d'admettre à plus de moitié course, faisaient de cet avantage un argument commercial contre leurs concurrents moins heureux qui ne pouvaient pas admettre au delà de 4 dixièmes. Ils avaient donc prévu cette admission aux 5/10 : par suite, les organes de leurs moteurs pouvaient s'en accommoder.

Ce n'est pas le seul argument à produire : en voici un autre, plus décisif encore. Un allongement de l'admission n'augmente pas l'effort exercé sur le piston et ne compromet par suite ni la tige du piston, ni sa crosse, ni la bielle, ni la manivelle ; le couple de torsion exercé sur l'arbre agit plus longtemps, voilà tout, et cela n'intéresse guère que le graissage des paliers.

Le poids de la jante du volant nécessaire pour donner un degré de régularité déterminé est fonction de la puissance, mais seulement au point de vue de la régularité.

Par suite, une admission plus longue que celle qui a été prévue pour fixer la puissance nominale du moteur, ne compromet pas les éléments essentiels de sa stabilité et il y a une large tolérance à accepter à cet égard.

Si donc l'on a affaire à une machine sérieusement étudiée, largement proportionnée, ne présentant pas de tare cachée, une augmentation d'admission n'est point dangereuse, la pression de la vapeur et la vitesse du moteur restant les mêmes : *sous ces réserves*, une surcharge de 25 à 30 % et plus encore n'a rien qui doive inquiéter un industriel.

Cela nous explique comment des machines de 500 chevaux indiqués peuvent en développer 750, ainsi que nous l'avons dit en commençant ; de même une machine dite de 800 peut en faire 1200, voire même 1300, à des heures déterminées, lorsqu'il y a un coup de collier à donner. Assurément, ce n'est pas une condition normale de marche continue ; la

TABLEAU XI

Pression de la vapeur.	7 k.	8 k.	9 k.
DÉTENTE TOTALE	PUISANCE INDICUÉE EN CHEVAUX		
1/16	487	518	550
1/15	490	524	560
1/14	495	532	574
1/13	503	545	593
1/12	516	565	620
1/11	536	595	658
1/10	566	635	708
1/9	607	690	775
1/8	662	760	865

⁽¹⁾ On effectue de préférence cette détermination par des moyens géométriques, en construisant les diagrammes probables des deux cylindres pour une pression donnée au receiver, laquelle se calcule aisément : on la suppose constante, mais on tient compte des chutes de pression inévitables d'un cylindre à l'autre.

surveillance du mécanicien doit être très active, le graissage des paliers et autres organes doit être suivi de plus près ; la consommation de vapeur rapportée au cheval-heure *effectif* augmente quelque peu et l'aléa résultant d'un vice caché quelconque augmente ; mais enfin il n'y a pas de péril en la demeure et le remplacement de la machine ne s'impose pas tout de suite, d'une façon inéluctable.

Toutefois, nous ne voudrions pas qu'on se reposât dans une quiétude dangereuse : nous estimons au contraire qu'il y a lieu d'aviser à mettre fin à une situation, acceptable momentanément, mais qui pourrait à la longue devenir plus grave.

La plupart du temps, il ne faut point songer à augmenter par un artifice la puissance du moteur : ainsi, nous ne conseillons pas d'élever la pression de la vapeur, parce qu'il en résulte une impulsion motrice plus grande, qui peut dépasser la résistance de certains organes ; d'ailleurs on gagne par ce moyen peu de puissance, et l'on réalise une faible économie de consommation. Nous conseillons rarement d'accélérer la vitesse de régime, parce que la plupart des organes sont soumis ainsi à une épreuve pour laquelle ils n'ont pas été calculés, et que le volant surtout peut se trouver placé dans des conditions dangereuses ; lorsque l'on accepte cette solution, on est presque toujours obligé de changer le volant et la poulie d'attaque ; en tous cas, c'est une erreur grave de donner plus de vitesse aux transmissions, car il en résulte une aggravation notable des résistances passives en pure perte. Quelques ingénieurs ont, dans les machines Compound, suggéré de remplacer le petit cylindre par un autre de diamètre plus fort : j'estime que cette manière de faire est irrationnelle en général, parce qu'on ne modifie pas sans inconvénient le rapport établi entre le volume du petit cylindre et du grand ; il en est résulté maintes fois une diminution sensible du rendement thermique ; de plus, le couple moteur subit une augmentation et un déséquilibre, dont il faut envisager toutes les conséquences pour l'ensemble de la machine.

La surchauffe donne un bénéfice sur la consommation, mais ne fait guère gagner de chevaux, quoiqu'on en ait dit, à moins que l'on n'élève la pression de la vapeur.

Bref, il est difficile de donner à une machine une capacité qu'elle n'a pas : les moyens sont quelquefois inefficaces, souvent illogiques, presque toujours onéreux.

Mieux vaut chercher à réduire le travail demandé au moteur ; c'est en certaines circonstances plus facile qu'on ne le pense. Ainsi un simple changement d'huiles de graissage peut quelquefois produire un résultat sensible. Une modification des transmissions a conduit en des cas déterminés à des résultats heureux, et notamment la substitution d'un transport d'énergie par l'électricité à une longue ligne d'arbres, plus ou moins bien établis. Le lundi matin, en échelonnant la mise en route des ateliers d'une manière judicieuse, on épargnera au moteur une surcharge accidentelle plus ou moins dangereuse, parce qu'elle est accompagnée de variations brusques, dont l'à-coup peut soumettre le moteur à des efforts considérables.

Mais bien souvent ces moyens ne conduisent pas au résultat espéré : il convient alors d'adjoindre à la machine à vapeur un petit moteur de secours, qui interviendra dans les moments de trop forte surcharge. Cette solution est la meilleure en bien des cas : le moteur auxiliaire commandera par exemple les dynamos d'éclairage électrique ; ou encore, on lui imposera un transport d'énergie pour actionner certains outils à marche plus ou moins intermittente, installés à une certaine distance de la machine, tels que des monte-charge, des pompes, etc. Le meilleur moteur auxiliaire sera d'ordinaire une turbine à vapeur dont la consommation par cheval-heure effectif sera presque égale à celle de la machine principale ; cette consommation peut être estimée à environ 7^{kg},500, ainsi que nous l'avons cons-

taté pour une turbine de Laval de 250 chevaux, qui bénéficiait de la condensation sans participer à la commande de la pompe à air. Nous croyons devoir insister sur les avantages d'une semblable installation⁽¹⁾ qui présente un caractère très pratique et n'est pas onéreuse. Toutes les turbines s'accouplent directement avec la plus grande facilité avec des dynamos ou des alternateurs : la constance de la vitesse moyenne de rotation à diverses charges et le remarquable coefficient de régularité des turbines constituent dans ce cas des avantages précieux. On peut aussi commander directement des pompes ou des ventilateurs. Les turbines de Laval présentent de plus la propriété particulière de se prêter à des commandes par courroies de renvois de mouvement. On peut relier les turbines à des appareils de condensation existants ou bien leur imposer d'actionner un condenseur spécial, Kœrting ou autre.

Un moteur à gaz peut aussi être employé comme renfort, soit qu'on dispose du gaz de ville, soit même qu'on alimente au gaz pauvre ; dans ce cas l'emploi des gazogènes par aspiration est recommandable parce que ces appareils tolèrent des arrêts assez prolongés, durant lesquels la combustion du charbon est minime. Leur fonctionnement est fort économique à pleine charge et nous avons relevé des consommations très inférieures à 400 grammes de houille maigre anthraciteuse d'Anzin, de Charleroi, de Herstal, par cheval-heure effectif, sur des moteurs de diverses puissances ; cette puissance peut atteindre 300 chevaux.

L'évaluation de la puissance de secours qu'il convient d'adjoindre à la machine surchargée est délicate : c'est que les turbines à vapeur et les moteurs à gaz ne possèdent nullement l'admirable élasticité de la machine à vapeur à piston, et l'on ne peut guère leur demander plus de travail que ne l'a annoncé leur constructeur. D'autre part, si la turbine à vapeur a une consommation proportionnelle à la puissance développée, il n'en est nullement ainsi pour le moteur à gaz dont le rendement diminue notablement avec la charge. Cette considération nous fait donner souvent la préférence aux turbines pour l'installation d'une machine de secours.

Quoi qu'il en soit, l'adjonction de ces auxiliaires soulage la machine à vapeur surchargée ; sa consommation s'améliore, sa marche devient plus régulière et la sécurité du fonctionnement est largement assurée : les avantages sont nombreux et l'on se dispense de remplacer à grands frais un puissant moteur, qui peut encore rendre de longs et bons services.

Aimé Witz.

EXPOSITION INTERNATIONALE DE MILAN

MATÉRIEL ÉLECTRIQUE EXPOSÉ PAR LA SOCIÉTÉ FELTEN ET GUILLEAUME-LAHMEYER

La Société Felten et Guillaume-Lahmeyer expose, à Milan, plusieurs machines ou appareils intéressants.

En premier lieu, une *dynamo génératrice* de 170 kilowatts, entraînée directement par un moteur à gaz Langen et Wolff, produit du courant continu à 110 volts en tournant à la vitesse de rotation de 160 tours par minute. Cette machine est représentée par la figure 1. La carcasse inductrice en acier coulé est en deux pièces assemblées suivant un plan horizon-

(1) Eine Anwendung der Dampfturbinen, par A. Witz : Zeitschrift für das Gesamte Turbinenwesen, 20 mai 1906.

tal : elle porte douze pôles massifs rapportés et tenus en place par des vis. Les douze bobines inductrices reliées en série sont établies avec du fil de 5^{mm},6 de diamètre nu et 6^{mm},1 de diamètre isolé, enroulé sur des carcasses en zinc isolées à la micanite et au carton comprimé.

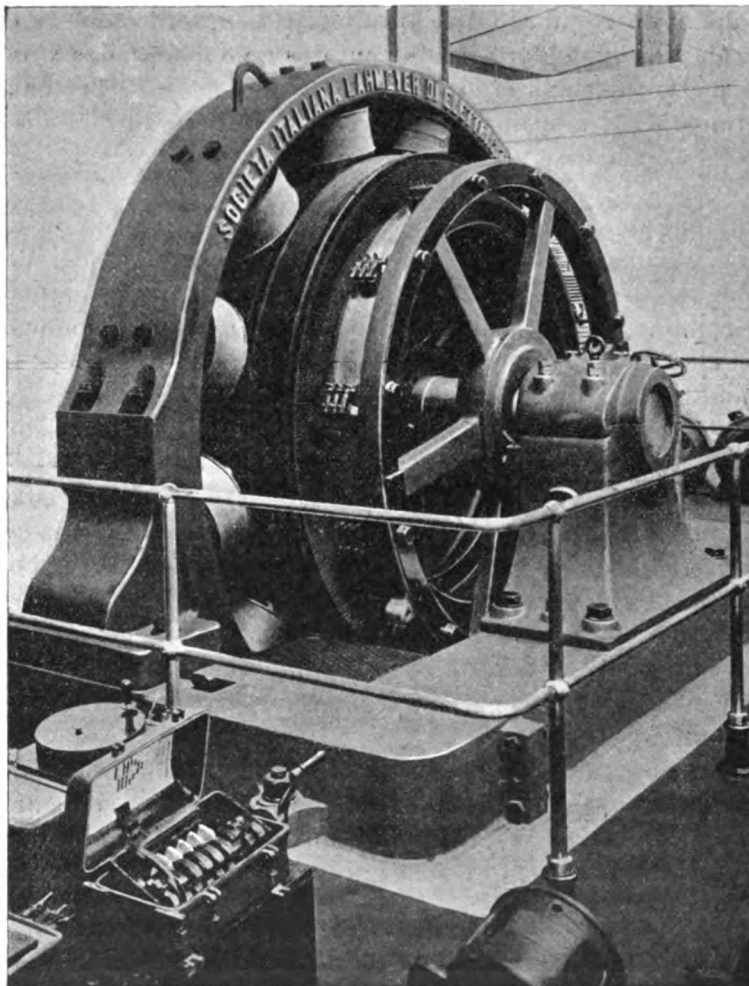


Fig. 1. — Dynamo génératrice de 170 kw.

L'induit a 1450 millimètres de diamètre, 200 millimètres de longueur axiale et 1100 millimètres de diamètre intérieur. L'enroulement série-parallèle est formé de barres mises à la forme sur gabarit et maintenues dans les encoches par des réglettes en bois qui coulisent dans des logements appropriés fraisés à la partie supérieure des dents. Le collecteur a 1300 millimètres de diamètre et 230 millimètres de longueur axiale : douze lignes de balais, comprenant chacune 6 blocs de charbon sont soutenues par une couronne mobile fixée à la carcasse. Les figures 2 et 3 montrent les détails de construction de la machine.

Une seconde *dynamo génératrice* exposée ne fonctionnait pas à Milan. Cette machine peut produire 450 kilowatts à 550 volts en tournant à une vitesse de rotation de 110 tours par minute, ou 300 kilowatts sous 440 volts à 94 tours par minute. La carcasse inductrice en

acier coulé porte 12 pôles : les bobines inductrices, enroulées sur carcasses en zinc, sont établies en fil de 3^{mm},1 nu et 3^{mm},4 isolé ; ces douze bobines sont connectées en série et reliées

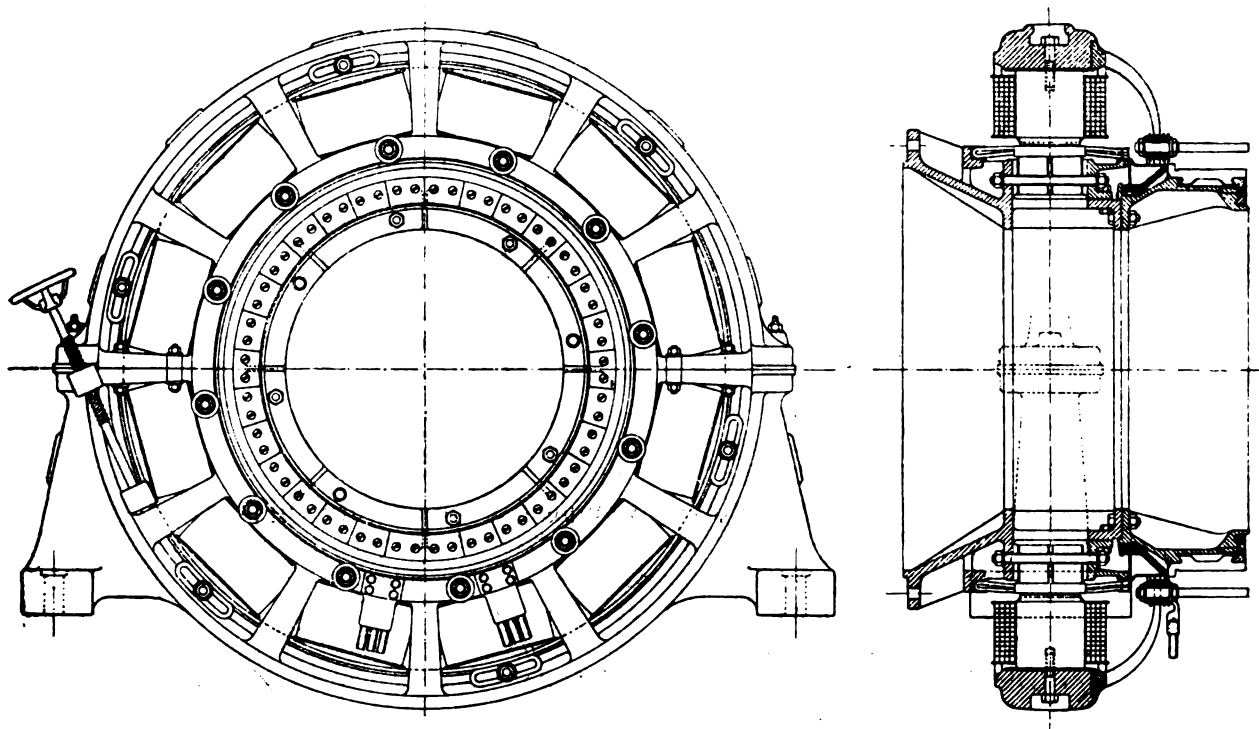


Fig. 2 et 3. — Vue de la dynamo de 170 kilowatts.

aux bornes de la machine. L'induit a 2 400 millimètres de diamètre extérieur, 420 millimètres de longueur axiale et 1 830 millimètres de diamètre intérieur. Le collecteur a 2 000 millimètres de diamètre et 120 millimètres de longueur axiale : les douze porte-balais supportent chacun trois blocs en charbon.

Outre ces deux machines, la Société Felten et Guillaume-Lahmeyer expose des *moteurs de traction* avec leurs engrenages, un *truck complet* de tramway, différents *moteurs fixes* à courants *triphasés* et à *courant continu*. Parmi ceux-ci, il y a lieu de signaler un moteur intéressant dit *moteur Centrator*, qui permet l'obtention de différentes vitesses.

Le *moteur Centrator*, qui s'applique surtout à la commande des machines-outils avec accouplement direct, est représenté par la figure 4. Il comprend un moteur ordinaire avec roulements à billes, du modèle Lahmeyer, et un accouplement nommé *Centrator* qui sert d'organe de réduction de la vitesse. Cet accouplement est réalisé de la façon suivante (figures 5 et 6). L'arbre à grande vitesse porte une douille *a* en acier poli.

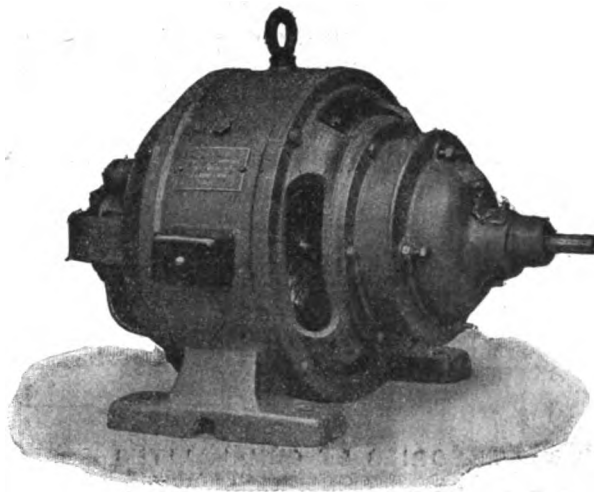


Fig. 4. — Moteur Centrator.

autour de cette douille sont groupées trois ou quatre bagues *b* polies, en acier spécial. Le rapport de réduction de la vitesse dépend du rapport de circonférence de la douille et des bagues.

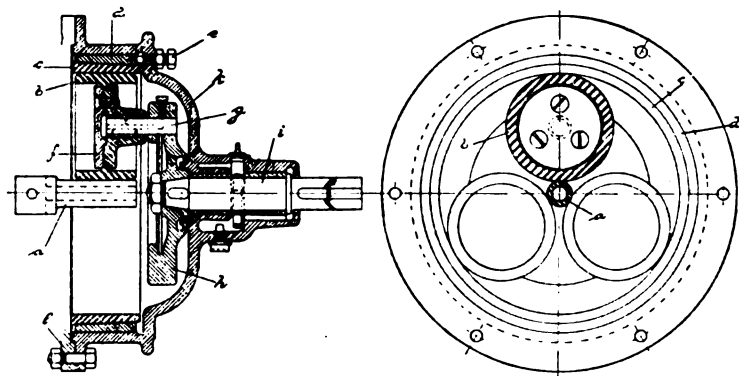


Fig. 5 et 6.

Afin d'obtenir une pression suffisante entre cette douille *a* et les bagues *b*, on dispose autour de celles-ci un cercle de roulement *c* en acier fondu, fendu obliquement et serré par une bague en fonte conique *d*. La surface extérieure du cercle étant également conique, on peut, en serrant les trois écrous des boulons de serrage, réaliser la pression qu'on veut entre le cercle de roulement et les bagues *b*, et, de même, entre celles-ci et l'arbre *a*. Dans leur mouvement de rotation, les bagues *b* entraînent les disques de guidage *f* et, comme elles sont munies d'une nervure qui pénètre dans une rainure des disques *f*, elles ne peuvent s'échapper latéralement. La transmission du mouvement à l'arbre secondaire *i* est assurée par les axes d'entraînement *g* et le disque *h*. Tout l'ensemble est contenu dans un carter hermétique *k* qui porte le palier de l'arbre secondaire. Les axes d'entraînement *g* en acier tournent dans des douilles en bronze. La réduction de vitesse ainsi obtenue permet de donner à l'arbre secondaire des vitesses comprises entre 24 et 300 tours.

Outre ces différentes machines, le matériel exposé comprenait un choix très complet d'appareils téléphoniques et d'accessoires pour la téléphonie, des appareils pratiques pour la stérilisation de l'eau au moyen d'ozone, et enfin de nombreux échantillons de câbles téléphoniques, télégraphiques, sous-marins ou de câbles triphasés à haute tension construits par les usines Felten et Guillaume. Le câble téléphonique et télégraphique établi et posé par la Société Felten et Guillaume-Lahmeyer dans le tunnel du Simplon est représenté par la figure 7 : des échantillons analogues exposés montraient, de même, le modèle de câbles télégraphiques ou téléphoniques établi dans le tunnel du Gothard.



Fig. 7.

Jean REYVAL.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur quelques propriétés radioactives de l'uranium. — M. Levin. — *Physikalische Zeitschrift*, 15 octobre 1906.

Rutherford a émis l'hypothèse qu'il existe une relation d'origine entre le radium et l'ura-

nium : cette hypothèse a été confirmée par les résultats expérimentaux de Boltwood, Strutt et Soddy. Le premier a étudié un grand nombre de minéraux d'uranium et a trouvé que, dans tous les échantillons de provenances diverses, le rapport de l'uranium au radium est toujours le

même. On doit s'attendre à ce fait si le radium est un produit de désintégration de l'uranium. Si l'on admet que les particules α sont des atomes d'hélium de poids atomique 4, on doit s'attendre, puisque le poids atomique de l'uranium est 238 et celui du radium 225, à ce qu'il existe entre l'uranium et le radium deux produits de rayons α . On suppose pour cela que l'uranium lui-même se décompose en émettant une particule α . L'auteur a entrepris quelques expériences pour voir si l'on pourrait tirer de l'uranium une autre portion constitutive active. Ces expériences ont toutes donné un résultat négatif, mais l'auteur croit intéressant, pour les recherches futures, d'indiquer les méthodes employées et quelques-unes des observations faites. Ces recherches ont duré six mois, de sorte que l'on ne pouvait pas déceler de très lentes transformations.

Réactions chimiques. — L'auteur a employé les réactions chimiques suivantes pour voir si elles permettraient de séparer une portion active de l'uranium. D'une solution acide de nitrate d'uranium, on précipitait de l'argent, du cuivre, du plomb et du bismuth. Les précipités ne présentaient ni activité α , ni activité β . Le sulfate de calcium précipité d'une solution d'uranium entraîne avec lui de l'uranium X, ainsi que le sulfate de baryum (Becquerel).

Essais électrolytiques. — On électrolysa une solution acide d'uranium avec différentes électrodes. L'eau était fortement décomposée : en aucun cas, les électrodes ne présentèrent une activité aussi forte que l'on devait s'y attendre. Les électrodes étudiées étaient en platine, argent, cuivre, plomb, nickel, bismuth et zinc. Elles étaient toujours un peu actives, l'anode l'étant moins que la cathode. La surface était couverte généralement d'une couche noire d'uranium ou d'oxyde d'uranium.

Une série d'expériences analogues fut faite avec une solution alcaline d'uranium obtenue par dissolution d'hydroxyde d'uranium dans du carbonate ou de l'oxalate d'ammonium. Avec des solutions de ce genre, on n'observait aucun dépôt sur les électrodes.

D'autre part on trouva que le radium peut facilement être séparé par électrolyse d'une solution alcaline : on peut obtenir du radium sur des électrodes de platine, d'argent, de cuivre et

de zinc : il se dépose sur les deux électrodes, mais surtout sur la cathode.

Traitement par la chaleur. — En chauffant au chalumeau de l'oxyde d'uranium, on n'observe aucune modification de son activité. Pour étudier l'influence de températures plus élevées, on plaça de l'oxyde d'uranium dans un trou foré dans la pointe de l'anode d'un arc vertical. Quand l'arc jaillissait, il se dégageait d'épaisses vapeurs d'uranium qui se déposaient sur une plaque de cuivre froide disposée à cet effet au voisinage de l'arc. L'activité de cette plaque fut étudiée et l'on trouva que l'activité α reste constante avec le temps, tandis que l'activité β va en croissant, ce qui prouve que la quantité d'uranium X condensé ne correspond pas à l'équilibre.

Essais d'absorption. — On put précipiter de l'uranium X avec du noir animal ou de la suie et prouver que c'est bien un phénomène d'absorption.

Essais par cristallisation fractionnée. — Godlewski a montré que l'uranium peut être débarrassé de l'uranium X par cristallisation fractionnée. On chercha s'il serait possible de séparer de cette façon un autre produit de l'uranium : aucun produit nouveau ne put être décelé. Mais l'activité des cristaux résiduels présente une propriété inattendue. Les irrégularités initiales, provenant de la diffusion de l'uranium X, furent observées dans tous les cas, mais, sur quatre préparations, une seule a présenté l'accroissement que l'on doit attendre par suite de la formation d'uranium X. Dans les trois autres cas, l'activité a diminué constamment après l'accroissement initial rapide. L'activité d'une préparation a diminué pendant trois mois jusqu'à un minimum, pour lequel les activités α et β avaient diminué de 25 % ou de 35 %. La perte de radioactivité de tout le système a atteint 37 % et 60 % pour l'activité α et pour l'activité β . Il ne semble pas vraisemblable que cet effet provienne d'une transformation radioactive. Peut-être cette diminution d'activité provient-elle de l'action de vapeur d'eau empruntée à l'atmosphère et de l'absorption plus forte de la radiation qui en résulte. La variation d'activité étant très lente, il faut longtemps pour pouvoir élucider ces points.

B. L.

Sur l'absorption des rayons β du radium. — H. W. Schmidt. — *Physikalische Zeitschrift*, 1^{er} novembre 1906.

L'absorption des rayons β émis par une substance radio-active est généralement mesurée par la détermination de l'ionisation dans un espace fermé, après que les rayons ont traversé des filtres d'épaisseur variable. Le moyen le plus simple consiste à employer un électromètre à feuilles entièrement enfermé sur lequel sont disposés, en guise de couvercle, les filtres à étudier. La substance radio-active est placée sur ce filtre.

L'auteur a étudié l'absorption des rayons β émis par le radium B et le radium C. Comme filtre, il employait des feuilles d'aluminium, et il déterminait la vitesse de déplacement des feuilles de l'électromètre pour différentes épaisseurs de métal. Connaissant la durée de demi-décomposition de la substance radio-active employée, il pouvait tenir compte de la diminution d'activité.

TABLEAU I

ÉPAISSEUR DU FILTRE	I _B		ÉPAISSEUR DU FILTRE	I _C	
	OBS.	CALC.		OBS.	CALC.
0 Feuille	1 200	1 190	0 mm.	»	74
3 —	550	492	0,05 —	60,1	61,2
6 —	196	215	0,10 —	47,6	50,9
8 —	135	152	0,20 —	35,0	36,3
9 —	88,5	127	0,29 —	26,9	27,9
10 —	100	109	0,39 —	20,9	21,3
11 —	78,6	95	0,51 —	16,7	16,2
12 —	83,2	84	0,61 —	14,4	13,3
14 —	76	72	0,70 —	11,9	11,2
27 — ⁽¹⁾	41,9	41,2	0,80 —	9,8	9,50
0,2 mm.	17,9	19,3	1,03 —	6,55	6,90
0,3 —	9,5	9,5	1,55 —	3,22	3,30
0,4 —	5,4	5,0	2,03 —	1,74	1,75
0,5 —	2,9	2,9	2,55 —	0,93	0,90
0,6 —	1,90	1,83	3,05 —	0,48	0,46
0,7 —	1,20	1,31	3,55 —	0,24	0,24
0,8 —	0,79	1,02	4,05 —	0,14	0,13
1,0 —	0,72	0,71			
1,5 —	0,39	0,35			
2,0 —	0,24	0,18			

⁽¹⁾ 0,1 mm.

Les résultats obtenus sont indiqués par le ta-

bleau I : 27 feuilles d'aluminium correspondaient à 0^{mm},1 : au delà de cette épaisseur, on employait des tôles d'aluminium de différentes épaisseurs. Les chiffres de gauche sont relatifs au radium B et les chiffres de droite au radium C.

Si l'on trace, d'après les chiffres du tableau, les courbes du logarithme de l'intensité de radiation en fonction de l'épaisseur d'aluminium interposée, on trouve, qu'au delà d'une certaine épaisseur, ces courbes sont des droites : les rayons β sont donc absorbés d'après une loi exponentielle simple, comme on l'a déjà trouvé pour l'uranium et l'actinium (Rutherford).

Si l'on admet que l'action totale des rayons β est due à quelques groupes de rayons β de coefficient d'absorption constant, l'intensité de radiation I doit être représentée par la formule.

$$I = a_1 e^{-\gamma_1 d} + a_2 e^{-\gamma_2 d} + \dots,$$

d étant l'épaisseur du filtre, a et γ des constantes déterminées. Le calcul a été fait par l'auteur pour les rayons du radium B d'après l'équation :

$$I_B = 1100 e^{-890 d} + 88 e^{-80 d} + 2,5 e^{-13,1 d},$$

et pour le radium C d'après l'équation :

$$I_C = 49 e^{-53 d} + 25 e^{-13,1 d}.$$

Les chiffres indiqués dans les colonnes 3 et 6 du tableau I ont été obtenus au moyen de ces équations : ils présentent une bonne concordance avec les chiffres observés.

Le pouvoir de pénétration des rayons β dépendant uniquement de leur vitesse, il résulte de la constance du coefficient d'absorption que, lors de leur passage à travers la matière, les particules conservent une vitesse invariable. C'est là un résultat tout à fait surprenant au premier abord.

R. V.

Sur la vitesse des rayons négatifs produits par des rayons-canal ou des rayons cathodiques tombant sur des métaux. — C. Fichtbauer. — *Physikalische Zeitschrift*, 1^{er} novembre 1906.

L'auteur a montré déjà ⁽¹⁾ que les rayons-canal tombant sur un métal sont réfléchis et produisent une radiation secondaire consistant en électrons négatifs : il a montré en outre que la quantité d'électrons émis est très différente

⁽¹⁾ *Eclairage Electrique*, tome XLVII, 12 mai 1906, p. 223.

pour différents métaux. Il s'est proposé, dans ses nouvelles expériences, de déterminer la vitesse avec laquelle ces électrons négatifs quittent le métal.

Pour cela, il employa un tube spécial muni d'une tubulure latérale en arrière de la cathode : en face de cette tubulure était disposée une plaque métallique inclinée reliée à la terre. La radiation secondaire, après avoir traversé un diaphragme particulier, atteignait une petite plaque bien isolée et reliée à un électromètre. Pour éviter les charges produites par les rayons-canal, les parties extérieures du tube en face de la cathode et la tubulure étaient recouvertes de papier d'étain relié à la terre. Le tube était alimenté par une machine à influence. Tout l'ensemble était placé dans un champ magnétique puissant parallèle au tube, qui devait dévier les rayons secondaires suivant une trajectoire circulaire. Cette trajectoire était déterminée d'avance par l'emploi d'un diaphragme à canal circulaire. On mesurait l'intensité du champ magnétique pour laquelle la déviation des rayons secondaires était telle que leur trajectoire passât dans le canal circulaire du diaphragme.

Les résultats principaux obtenus ont été les suivants : le champ magnétique pour lequel la majeure partie des électrons passait par le canal circulaire avait pour valeur 8,1 à 9 unités absolues* pour le platine. La vitesse correspondante des rayons secondaires est de $3,2 \cdot 10^8$ à $3,5 \cdot 10^8$ centimètres par seconde : cette vitesse correspondait à des rayons cathodiques engendrés sous une différence de potentiel de 27 à 30 volts, c'est-à-dire très lents. La vitesse ne dépend pas sensiblement de la vitesse des rayons-canal incidents : elle diminue au plus de 10 % quand la tension de décharge varie de 21 000 à 4500 volts. De plus, la vitesse de la radiation secondaire ne dépend pas du gaz employé et de l'angle d'incidence. Au contraire, la quantité de rayons croissait fortement avec l'angle d'incidence. Pour l'aluminium dans l'air, le maximum semble être de 10 à 20 % inférieur à celui trouvé pour le platine.

Le même appareil a été employé pour la mesure de la vitesse des rayons secondaires produits par les rayons cathodiques. Le faible champ magnétique nécessaire n'influait pas sensiblement le faisceau de rayons cathodiques primaires auquel il était parallèle. La vitesse

trouvée pour la radiation secondaire produite par des rayons cathodiques est la même que celle obtenue avec les rayons-canal incidents. Elle est encore indépendante de la vitesse des rayons cathodiques incidents (on fit varier la différence de potentiel entre 4 400 et 19 200 volts pour l'aluminium dans l'air). La vitesse des rayons secondaires est la même pour le platine et pour l'aluminium et est indépendante de l'angle d'incidence : la quantité de rayons produits est beaucoup plus faible pour l'aluminium que pour le platine, et est beaucoup plus faible pour un angle d'incidence aigu que pour un angle obtus.

R. V.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Machines électriques à grande vitesse (suite)⁽¹⁾. — S.-P. Thompson. — *Electrical Review*, 9 et 16 novembre 1906.

Criteria de commutation. — Plusieurs auteurs ont proposé différents criteria permettant de prédéterminer si la commutation d'une machine doit être satisfaisante ou non. La puissance normale d'une machine est généralement limitée par la formation d'étincelles, et c'est sur elle que sont basées les règles principales.

1° Valeur du champ de commutation

$$B_k = B_g (AT_{2g} - AT_x) / AT_{2g},$$

en appelant AT_{2g} les ampère-tours nécessaires pour faire passer le flux dans le circuit magnétique comprenant les deux entrefers, et AT_x les ampère-tours transversaux par pôle. Dans cette règle, on suppose que la réduction du flux sous la corne polaire, au voisinage de laquelle se produit la commutation, est proportionnelle à la réduction des ampère-tours en raison de l'effet d'aimantation transversale. Si la valeur du flux de commutation B_k tombe au-dessous de 100 fois q environ, ou 4 000 lignes par centimètre carré environ, il y a des étincelles au collecteur.

2° Rapport $B_g/q = 200$ à 250.

Si la valeur de B_g est trop faible ou celle de q trop grande, de façon que la valeur du rapport soit inférieure à 80, on peut s'attendre à une mauvaise commutation à cause de la distorsion importante.

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, t. XLIX, 8 déc. 1906, p. 384.

3° Rapport de commutation

$\frac{B_g}{q \times e_k}$ { de 67,5 à 82 dans des machines à 100 volts
de 30 à 40 dans des machines à 500 volts,
 e_k représentant la tension moyenne par lame du collecteur.

4° Règle de la General Electric C° :

$$\frac{AT_{2g} + AT_{2t}}{b \times q} = 1,3 \text{ à } 1,5 \text{ au plus.}$$

Ici $b \times q$ est le nombre d'ampère-conducteurs à un instant quelconque sous le pôle, qui tendent à distordre le champ : la règle indique que le nombre d'ampère-tours d'excitation dépensés pour faire passer le flux utile à travers les deux entrefers et dans les dents doit être 1,3 à 1,5 fois plus grand.

5° Règle des pôles auxiliaires. — La règle précédente s'applique au cas des machines ordinaires ; quand on emploie des pôles auxiliaires, on peut se servir de la règle suivante comme d'un guide utile :

$$\frac{B_{aux}}{q \cdot l_i \cdot z} = \text{au moins } 0,5.$$

Ici B_{aux} est la valeur du flux sous le pôle auxiliaire, l_i la longueur nette de fer dans la bobine d'induit parallèle à l'arbre, et z le rapport du nombre de conducteurs dans l'induit au nombre de lames du collecteur.

6° Coefficient de S.-P. Thompson. — L'auteur a trouvé un criterium utile au moyen de la formule empirique suivante, dans lequel il place au dénominateur les quantités dont l'accroissement est nuisible à une bonne commutation. Le coefficient j ainsi défini est compris entre 1,25 et 6 dans les différentes machines et ne doit jamais tomber à une valeur inférieure à l'unité. Plus la valeur de ce coefficient est grande et plus est grand le facteur de sécurité de la machine.

$$j = \frac{0,5 \cdot 10^6}{l_i \times q \times v_k \times z} > 1,25.$$

Dans cette formule, v_k est la vitesse périphérique du collecteur en mètres par seconde. La formule ne tient compte que de chiffres relatifs à l'induit : elle ne tient compte ni de la qualité des balais, ni de la forme du flux magnétique ou de ses franges. Elle donne un moyen de comparaison entre les fonctionnements de différents induits dans un même champ et avec de mêmes balais.

7° Règle d'Hobart. — D'après cette règle, le

rapport de la tension de réactance (calculée dans ce cas particulier avec l'hypothèse que le courant pendant la période de commutation varie comme une courbe en cosinus et non d'après une ligne droite) à la tension moyenne par lame doit être inférieur à l'unité.

$$e_r/e_k < 1.$$

L'auteur ne voit pas pourquoi la tension moyenne par lame interviendrait dans la question : récemment d'ailleurs, Hobart a indiqué qu'il n'attribue plus à ce rapport une importance particulière. La tension de réactance devient un simple nombre, utile pour comparer la réaction probable d'un induit avec celle d'un autre. Si l'on admet cela, on peut employer pour le calcul la formule simple

$$e_r = \frac{8,4}{10^6} [Um^2 KC_1 (10 l_i + l_a)],$$

en appelant U le nombre de tours par minute, m le nombre de tours par bobine de l'induit, K le nombre de lames du collecteur, C_1 le courant dans un conducteur, l_i la longueur nette de fer de l'induit et l_a la longueur libre de bobine dans l'air à une extrémité de la bobine.

8° Criterium d'Arnold. — Cet auteur a donné une formule dans laquelle il tient compte non seulement des réactions de la self-induction et de l'induction mutuelle, mais aussi des propriétés spécifiques des balais en charbon, en établissant une formule d'après la valeur de la différence de potentiel finale qui apparaît entre les extrémités du balai et le bord de la lame du collecteur qui s'éloigne. Pour qu'une machine ne crache pas, il faut que cette valeur soit inférieure à 4 volts et, de préférence, il est bon qu'elle n'excède pas 2 volts. Les calculs sont compliqués, mais, si l'on suppose que la position moyenne des balais est celle qui correspond au meilleur fonctionnement à demi-charge, la formule est la suivante :

$$P_T = \frac{e_M + e_q}{1 - (e_s/P_w)},$$

en appelant P_w la différence de potentiel finale, e_M la tension induite dans une bobine par la commutation du courant, e_q la tension induite dans une bobine par la variation d'induction dans la zone de commutation sous l'action de l'aimantation transversale ; e_s la tension efficace de self-induction apparente de la bobine court-circuitée, et P_w une tension dépendant de la nature des

balais et dont la valeur est comprise entre 0,6 et 1 volt pour les variétés ordinaires de balais en charbon.

9° Second criterium d'Arnold. — Cet auteur a indiqué plus tard que le rapport P_w/e , ne doit pas avoir une valeur inférieure à l'unité. Cela implique que la tension des charbons P_w soit aussi élevée que possible ou que e , soit aussi petit que possible grâce à une induction élevée des bobines court-circuitées simultanément en comparaison de la self-induction d'une bobine ou, en d'autres mots, que l'épaisseur des balais soit suffisante pour couvrir deux ou trois lames de collecteur.

Criteria de Krapp. — Le Pr Krapp a indiqué les deux criteria suivants :

$$Y_1 = B_g \cdot x/q$$

$$Y_2 = K \cdot \xi / (d\lambda + x),$$

x étant le nombre de lames couvertes par un balai, ξ la valeur de l'entrefer, d le diamètre de l'induit. Une machine ne peut fonctionner d'une façon satisfaisante au point de vue de la commutation si la valeur de Y n'est pas au moins égale à 0,5, et si la valeur de Y_2 n'est pas au moins égale à 0,6 pour les balais en charbon ou à 1,02 pour les balais en cuivre.

L'auteur a essayé l'emploi de ces différents criteria sur différentes machines existantes et a trouvé que les indications les plus exactes sont données par le criterium n° 6.

Enroulements compensateurs et pôles auxiliaires. — Depuis que l'on a reconnu l'existence de la distorsion du champ produite par les courants induits, par suite de la réaction transversale, différents dispositifs ont été proposés pour neutraliser cet effet au moyen d'enroulements compensateurs. Il est évident que la bobine compensatrice doit être en série avec l'induit.

Différentes dispositions furent proposées, mais ne furent pas employées parce que le balai en carbone est apparu au moment de leur invention et a été universellement adopté. Mais le développement des machines à grande vitesse périphérique, pour lesquelles on ne peut plus recourir aux balais en charbon, a conduit à adopter des dispositifs assurant une commutation forcée avec des balais métalliques. Les enroulements compensateurs Déri ont été généralement employés pour cela, sous différentes formes d'exécution : d'autres constructeurs ont eu recours à

des pôles auxiliaires placés entre les pôles principaux.

(A suivre.)

R. V.

Coefficients pour l'établissement des machines électriques. — H.-M. Hobart et A.-G. Ellis. — *The Electrician*, 2 et 9 novembre 1906.

La base la plus employée pour les projets de machines électriques est le « coefficient de puissance », que l'on désigne souvent par la lettre ξ . Soient W la puissance nominale en watts de la dynamo ou du moteur, D le diamètre à l'entrefer de l'induit en centimètres, λ_g la longueur de l'induit en millimètres, R la vitesse de rotation en tours par minute.

On a :

$$\xi = \frac{W}{D^2 \cdot \lambda_g \cdot R}.$$

Dans le cas d'alternateurs, on doit envisager pour W la valeur des voltampères et non des watts.

1° *Coefficient de puissance des dynamos à courant continu.* — L'augmentation graduelle des coefficients de puissance employés par les constructeurs est le résultat de l'expérience acquise dans l'établissement et la construction des machines dynamos électriques. Dans la première édition du traité de Kapp (1898), on trouve le tableau suivant pour les valeurs de D et ξ pour les machines électriques à courant continu :

D	50	100	200	300
ξ	0,00100	0,00115	0,00145	0,00175.

Dans la seconde édition de ce traité (1902) les valeurs des coefficients de puissance indiquées sont comprises entre 0,0005, pour de très petites machines à induit Gramme, et 0,0025, pour de grosses machines multipolaires.

La cinquième édition (1904) du traité de Fischer Hinnen contient un tableau relatif à 60 machines à courant continu de différentes puissances, construites de 1895 à 1902 : les valeurs du coefficient de puissance atteignent 0,0026.

Dans un article de Müller⁽¹⁾ publié en 1905 les valeurs indiquées pour le coefficient de puissance atteignent 0,0037. La courbe des valeurs indiquées par Müller en fonction du diamètre de l'induit concorde avec les valeurs employées par

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLV, 11 nov. 1905, p. 228.

l'auteur dans un certain nombre de projets de machines construites en Angleterre (valeurs atteignant 0,038). Mais il ne faut pas perdre de vue que les limites admises pour l'élévation de température sont moins élevées en Angleterre qu'en Amérique et sur le continent. Par conséquent, les valeurs du coefficient de puissance étant les mêmes, il en résulte que les constructeurs anglais ont une certaine avance pour l'établissement des machines à courant continu : autrement dit, si l'on ramène les différentes machines aux mêmes limites de température et de commutation, les machines anglaises seront supérieures aux machines auxquelles se rapporte la courbe de Müller.

TABLEAU I

Coefficients de puissance de machines à courant continu de 250 kw. à 250 volts et 250 tours par minute.

DIAMÈTRE À L'ENTRÉE Centimètres.	COEFFICIENT DE PUISSANCE :	
	MACHINES À 6 POLES	MACHINES À 8 POLES
80	0,00193	»
90	0,00230	»
95	0,00292	»
100	0,00304	0,00182
105	0,00338	»
110	»	0,00230
115	»	0,00272
120	»	0,00292

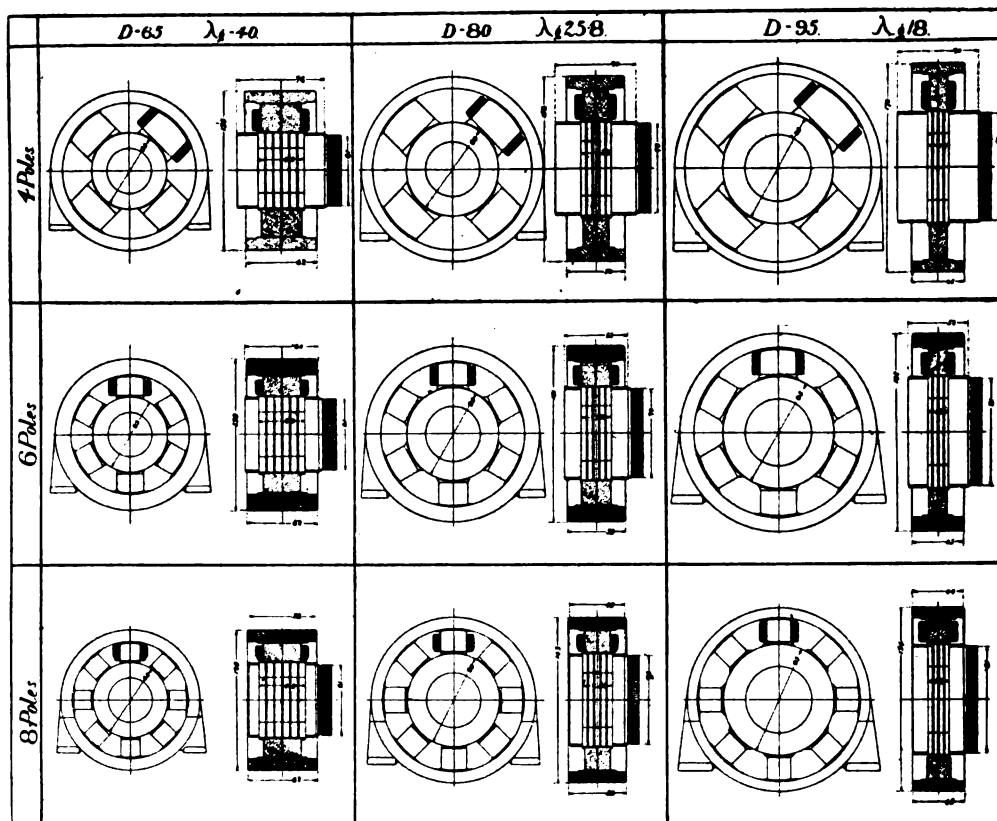


Fig. 1 à 9.

Mais le coefficient de puissance, quoique étant d'une grande utilité pour l'établissement d'un projet de machine électrique, ne peut donner qu'une idée grossière des propriétés de cette machine. L'auteur cite un certain nombre de générateurs à courant continu de 250 kilowatts à 850 tours par minute dont les coefficients de puissance ont les valeurs indiquées par le tableau I.

En fait, une étude détaillée des constantes techniques et du prix de revient de ces différentes génératrices montre que la machine à huit pôles ayant pour coefficient de puissance 0,0023 est celle que l'on doit préférer, parmi les huit génératrices citées, et une analyse du prix de revient montre que celui-ci est seulement de 8 % plus élevé pour cette machine que pour la

machine présentant le plus grand coefficient de puissance, bien que le coefficient de cette dernière soit de 47 % ($0,00338/0,00230 = 1,47$) plus élevé.

Les exemples et les nombres donnés par l'auteur montrent que la valeur du coefficient de puissance est à peu près indépendante du diamètre. D'autre part, l'étude de cinq machines à courant continu de 150 chevaux à 350 volts ayant des vitesses de rotation comprises entre 68 et 122½ tours par minute montrent que la valeur du coefficient de puissance est à peu près indépendante de la vitesse de rotation. La conclusion que l'on peut tirer de ces exemples est qu'il vaut mieux établir les machines à courant continu pour de faibles vitesses et qu'il n'y a pas grand intérêt à employer des coefficients de puissance très élevés.

Pour montrer plus amplement que le prix de revient total ne dépend pas matériellement du coefficient de puissance, l'auteur a préparé un

certain nombre de projets pour une génératrice shunt à courant continu ayant une puissance normale de 100 kilowatts, une différence de potentiel aux bornes de 500 volts, et une vitesse de rotation de 400 tours par minute. Le tableau II donne les chiffres principaux de ces projets. Dans ce tableau, les projets sont divisés en groupes de trois diamètres différents à l'entrefer, 65, 80 et 95 centimètres avec 4, 6 et 8 pôles respectivement. Les machines ont toutes la même puissance normale, la même vitesse et la même valeur pour $D^2 \cdot \lambda_g$, c'est-à-dire le même coefficient de puissance. Les figures 1 à 9 donnent le dessin de ces machines. Les machines juxtaposées horizontalement sont établies avec 4, ou 6, ou 8 pôles. Les machines juxtaposées verticalement sont établies avec des diamètres de 65, ou 80, ou 95 centimètres. Les machines à quatre pôles de la première rangée horizontale ont des culasses en acier coulé à cause de la valeur élevée du flux par pôle. Les machines à six et huit pôles pré-

TABLEAU II

Différents projets pour une génératrice shunt à courant continu de 100 kw. à 500 volts et 400 tours par minute avec le même $D^2 \cdot \lambda_g$, mais avec différentes valeurs du diamètre à l'entrefer et du nombre de pôles.

	QUATRE POLES			SIX POLES			HUIT POLES		
Diamètre de l'induit.	65	80	95	65	80	95	65	80	95
Longueur — λ_g	39	25,8	18,2	39	25,8	18,2	39	25,8	18,2
Nombre d'encoches.	80	100	120	80	100	120	80	100	120
Dimensions des encoches.	2,0×1,25	2,0×1,25	2,0×1,25	2,0×1,25	2,0×1,25	2,0×1,25	2,0×1,25	2,0×1,25	2,0×1,25
— des conducteurs.	65×2	65×2	65×2	65×117	65×117	65×117	65×075	65×075	65×075
Diamètre extérieur de la culasse.	136	158	170	130	157	162	120	143	154
Métal de la culasse.	acier	acier	acier	fonte	fonte	fonte	fonte	fonte	fonte
Valeur de l'entrefer.	0,4	0,5	0,6	0,4	0,5	0,7	0,4	0,5	0,6
Diamètre du collecteur.	61	66	91	61	76	91	61	76	91
Longueur —	12	10	8,75	12	10	8,75	12	10	8,75
Nombre de lames.	320	400	480	480	600	700	640	800	960
— de conducteurs.	640	800	960	960	1 200	1 400	1 280	1 600	1 920
— de tours par pôle.	80	100	120	80	100	120	80	100	120
Courant total du collecteur.	200	200	200	200	200	200	200	200	200
— par circuit.	50	50	50	33,3	33,3	33,3	25	25	25
Ampère-tours de l'induit par pôle.	4 000	5 000	6 000	2 660	3 300	4 000	2 000	2 500	3 000
Tension de réactance.	2,0	1,86	1,97	1,87	1,71	1,66	1,82	1,6	1,51
Watts dans l'induit par demq.	34	35	35	38	40	42	42	44	47
— dans le collecteur par demq.	41	41	41	41	41	41	41	41	41
— dans les bobines inductrices par demq.	10,5	10,5	10,5	10,5	10,5	10,5	10,5	10,5	10,5
Rendement total % à pleine charge.	92,5	91,8	91,0	93,0	92,3	91,3	92,6	92,3	91,6
Prix des matériaux actifs en livres.	107	113	117	78	86	91	78	83	86
Prix d'établissement total en livres (25 fr.).	235	265	280	195	225	240	180	210	220

sentant un flux moins grand par pôle exigent une culasse de moindre section que les machines à quatre pôles. La solidité exigeant que les culasses n'aient pas une section inférieure à celle des machines à quatre pôles, on a prévu des culasses en fonte pour les machines à six et huit pôles. Cela n'entraîne pas de différence appréciable dans les prix de revient comparatifs, l'augmentation de section due à l'emploi de la fonte par rapport à l'acier coulé étant compensée par le prix plus bas de ce métal.

(A suivre.)

R. V.

Calcul des courbes caractéristiques des moteurs série monophasés (fin) (1). — O.-S. Bragstad et S.-P. Smith. — *The Electrician*, 26 octobre 1906.

EXEMPLE.

Les auteurs calculent, comme exemple, les courbes caractéristiques d'un moteur de 75 chevaux. Le flux transversal de l'induit était neutralisé par l'emploi d'enroulements compensateurs reliés en série avec les enroulements d'excitation; pour réduire les courants de court-circuit, on avait muni l'induit de jonctions en maillechort intercalées entre l'induit et le collecteur.

Les dimensions de la machine étant connues, on détermine d'abord la courbe d'aimantation comme dans le cas d'une machine à courant continu. Cette courbe est représentée sur la figure 11 qui donne $\Phi_{\max}$ — $I_{\max}$, $\Phi_{\max}$ étant la valeur

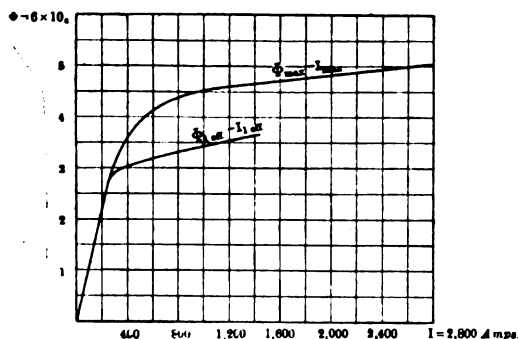


Fig. 11.

maxima du flux par pôle et $I_{\max}$ la valeur maxima du courant magnétisant circulant dans les bobines inductrices. En passant, on peut noter que le courant magnétisant I_l et le courant total I_t dans les bobines inductrices ne sont pas tout à fait

la même chose, quoique leurs amplitudes absolues diffèrent peu. La différence est due à la composante I_k du courant total I_t qui détermine la différence de phase existant entre le courant magnétisant et le courant total.

On détermine en premier lieu l'onde de courant nécessaire pour produire l'onde fondamentale dans la courbe de flux. On y parvient en choisissant une valeur particulière pour l'amplitude de cette dernière; par exemple, soit $\Phi_{\max} = 4,75 \times 10^{-6}$: en faisant la construction simple indiquée sur les figures 1B et 1C (1), on trouve la forme de courant I' nécessaire pour produire l'onde de flux fondamentale. Comme le montre le diagramme (fig. 1B), la courbe de courant I' est très pointue et indique l'existence d'un troisième harmonique important. Celui-ci est dû à la saturation élevée existant dans ce cas.

On analyse la courbe I' pour trouver l'onde fondamentale I'_1 qui, comme on l'a vu précédemment, est le seul harmonique ayant une composante wattée quand l'onde de f. é. m. agissante est sinusoïdale.

Le premier harmonique I'_1 peut être trouvé analytiquement au moyen de la formule simple :

$$a_1 = \frac{2}{m} \left[i_1 \sin \frac{\pi}{m} + i_2 \sin \frac{2\pi}{m} + \dots + i_m \sin \frac{m\pi}{m} \right].$$

Si l'on prend 24 ordonnées équidistantes entre 0 et π dans la courbe I'_1 , $m = 24$ et $\pi/m = 7,5^\circ$, l'on a :

$$\begin{aligned} I'_{1\max} &= \frac{2}{2\pi} [i_1 \sin 7,5^\circ + i_2 \sin 15^\circ + \dots + i_m \sin 180^\circ] \\ &= \frac{1}{12} [(i_1 + i_{23}) \sin 7,5^\circ + (i_2 + i_{22}) \sin 15^\circ \\ &\quad + \dots + i_{12} \sin 90^\circ] \\ &= 1.226 \text{ ampères.} \end{aligned}$$

Ainsi l'amplitude $I'_{1\max}$ du premier harmonique de courant dans la courbe I' , nécessaire pour produire le flux $\Phi_{1\max} = 4,75 \cdot 10^{-6}$, a pour valeur 1.226 ampère : la valeur efficace est $\sqrt{2}$ fois plus petite, soit 868 ampères. Cette onde fondamentale de courant a été représentée par la courbe I'_1 sur la figure 1B.

En prenant plusieurs valeurs $\Phi_{1\max}$ pour l'amplitude de l'onde fondamentale de flux, et en déterminant les valeurs correspondantes $I_{1\max}$ pour

(1) *Éclairage Électrique*, t. XLIX, pages 261, 310, 348 et 387.

(1) *Éclairage Électrique*, XLIX, 17 nov. 1906, page 262.

l'amplitude de l'onde fondamentale de courant, on peut tracer le tableau suivant :

TABLEAU 1

VALEUR supposée pour Φ_1 max.	$\Phi_{1\text{eff}} = \Phi_1 \text{ max} / \sqrt{2}$	VALEUR calculée de I_1 max.	$I_{1\text{eff}} = I_1 \text{ max} / \sqrt{2}$
5×10^6	$3,54 \times 10^6$	1,738	1,230
$4,75 \times 10^6$	$3,36 \times 10^6$	1,226	868
$4,5 \times 10^6$	$3,18 \times 10^6$	802	567
$4,25 \times 10^6$	$3,05 \times 10^6$	592	419
4×10^6	$2,83 \times 10^6$	486	344
3×10^6	$2,12 \times 10^6$	300	212
2×10^6	$1,42 \times 10^6$	180	127

On peut tracer la courbe $\Phi_{1\text{eff}} - I_{1\text{eff}}$ représentée sur la figure 11, dont on se sert pour déterminer les courbes caractéristiques du moteur. Dans ce qui suit, tous les symboles se rapportent aux valeurs *efficaces* toutes les fois qu'il n'en est pas stipulé autrement.

Pour calculer la courbe en charge, on commence par tracer le diagramme du moteur pour l'harmonique fondamental comme dans la figure 2, ainsi que cela a été expliqué au début de cette étude : on le complète ensuite en introduisant l'effet des courants de court-circuit, dont il a été question dans la deuxième partie, et l'on obtient ainsi le diagramme complet que représente la figure 12. On voit que, sauf dans des conditions

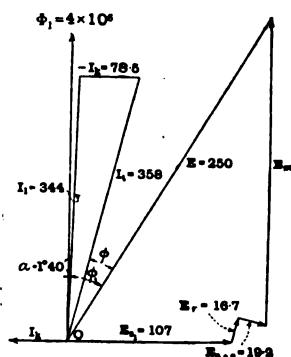


Fig. 12.

anormales, les harmoniques supérieurs (qui sont déwattés) sont tout à fait négligeables et n'affectent par conséquent pas sensiblement le diagramme. Quand on a obtenu le diagramme du moteur, il reste à mesurer les différentes ampli-

tudes et à les appliquer au calcul des courbes en charge.

Détermination du diagramme du moteur.

a) *Calcul de l'angle d'hystérésis α .* — Le flux Φ_1 est figuré sur l'axe vertical et la position de I_1 par rapport à lui est déterminée par l'angle d'avance α . Cet angle α est déterminé d'après les pertes dans le fer W_i de la machine, calculées de la façon ordinaire, et la réactance X_i des bobines inductrices. On obtient la résistance équivalente R_i des pertes dans le fer W_i pour un courant correspondant I_1 , $R_i = W_i / I_1^2$. La réactance X_i des bobines inductrices est donnée par la formule :

$$X_i = E_i / I_1 = 2\pi c (2pT_e) \Phi_1 10^{-8} / I_1,$$

en appelant T_e le nombre de tours excitateurs par pôle = 6, par p le nombre de paires de pôles = 2, par c la fréquence du courant d'alimentation = 25. On a :

$$X_i = \frac{37,7 \cdot \Phi_1 \cdot 10^{-8}}{I_1}.$$

On trouve alors facilement la valeur de $\alpha = \tan^{-1} R_i / X_i$. Cet angle, naturellement, doit être déterminé pour chaque tracé de diagramme et décroît quand la charge croît.

b) *Tension E_i absorbée par la réactance des bobines inductrices.* — Comme on vient de le voir, celle-ci est exprimée par la formule $E_i = 37,7 \cdot \Phi_1 \cdot 10^{-8}$ et est déphasée de 90° en avance sur Φ_1 , puisque la force contre-électromotrice de réactance est déphasée de 90° en arrière de Φ_1 .

c) *Tension E_r absorbée par la résistance (totale) dans le moteur.* — La tension $E_r = I_1 R$ est en phase avec le courant I_1 que l'on peut déterminer directement. R a pour valeur la somme des résistances du cuivre, soit 0,0466 ohm.

d) *Tension E_{a+c} absorbée par la réactance de dispersion de l'induit et des enroulements compensateurs.* — On a $E_{a+c} = I_1 X$: cette tension est déphasée de 90° en avant du courant I_1 pour surmonter la force contre-électromotrice de réactance de dispersion qui est déphasée de 90° en arrière du courant I_1 . X est la somme des réactances de dispersion produites par le flux qui ne coupe pas les enroulements du stator et du rotor. La réactance de dispersion a été calculée pour différentes parties de la machine et les résultats trouvés ont été les suivants :

Enroulement induit :

Réactance des encoches. . . $X_n = 0,0154$ Réactance des têtes de bobines. . . $X_s = 0,0100$ D'où. . . $X_a = 0,0254$

Enroulement compensateur :

Réactance des encoches. . . $X'_n = 0,0090$ Réactance des têtes de bobines. . . $X'_s = 0,0190$ D'où. . . $X_c = 0,0280$ On a $X = X_{a+c} = 0,0534$ ohm.

On peut tracer E_{a1} , E_r et E_{a+c} dans le diagramme du moteur (fig. 12). La composante E_m , tension absorbée par la force contre-électromotrice de rotation, peut être déterminée en traçant une ligne verticale (parallèle au vecteur de flux Φ_1) coupant l'arc sur lequel se déplace la tension appliquée $E = 250$ volts. Le diagramme de tension est ainsi formé, et l'on obtient E_m , d'où l'on peut déduire directement la vitesse n , comme on le verra plus loin.

e) *Calcul du courant de court-circuit I_k .* — Sur la figure 10 était tracée la courbe représentant la relation entre la chute moyenne de tension ΔE sous le balai et la densité de courant

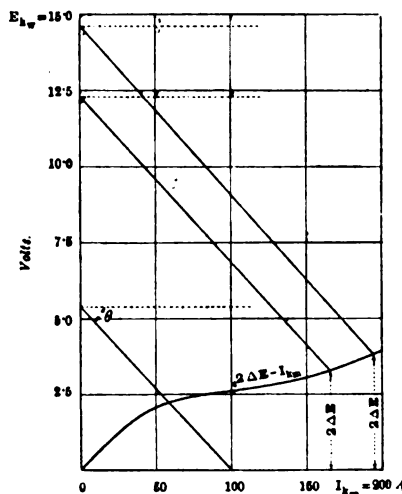


Fig. 13. — Détermination expérimentale du courant de court-circuit.

moyenne s_1 dans les lames extrêmes court-circuitées. On peut employer cette courbe pour la solution graphique de l'équation

$$E_{kw} = I_{km} \left[N_k R_s + 2 \frac{b}{\beta} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\beta}{b} \right) R_r \right] + 2 \Delta E.$$

On trace d'abord à nouveau la courbe de la fi-

gure 10 avec de nouvelles coordonnées, en choisissant l'échelle des ordonnées pour représenter $2 \Delta E$ et l'échelle des abscisses pour représenter I_{km} . Le rapport entre les deux échelles des abscisses est exprimé dans l'équation :

$$s_1 = \frac{2 I_{km} b^2}{F \beta^2} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\beta}{b} \right),$$

où F est la surface de contact du balai ($15 \text{ cm}^2, 32$), b la largeur du balai ($1 \text{ cm}, 27$); β la largeur d'une lame de collecteur ($0 \text{ cm}, 456$). On a, d'après ces chiffres, $s_1 = 0,29 I_{km}$ et $I_{km} = 3,44 s_1$. La courbe est représentée par la figure 13 avec les nouvelles échelles.

On calcule alors E_{kw} pour différentes valeurs de $\Phi_{1 \max}$, en supposant que la composante déwattée est négligeable, comme cela a été dit, et l'on a :

$$E_{kw} = E_k = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{b}{\beta} \frac{p}{a} \frac{N}{k} c \Phi_{1 \max} 10^{-8} \text{ volts},$$

où N désigne le nombre de conducteurs induits (432), k le nombre de lames du collecteur (216), p/a le demi-nombre de pôles divisé par le demi-nombre de branches d'induit (1). On a donc :

$$E_{kw} = 3,08 \cdot \Phi_{1 \max} \cdot 10^{-6} \text{ volts}.$$

On trouve de cette façon plusieurs valeurs correspondantes de E_{kw} et $\Phi_{1 \max}$ (et de $I_{1 \max}$). Ces valeurs sont indiquées par le tableau II, ainsi que les valeurs de I_{km} . En remplaçant dans l'équation de E_{kw} , on trouve :

$$\frac{E_{kw} - 2 \Delta E}{I_{km}} = N_k R_s + 2 \frac{b}{\beta} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\beta}{b} \right) R_r = \text{tg } \theta$$

$$\text{d'où } \theta = \text{tg}^{-1} \left[N_k R_s + 2 \frac{b}{\beta} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\beta}{b} \right) R_r \right]$$

aux échelles de volts et d'ampères. Dans cette formule, N_k est le nombre de conducteurs court-circuités par un balai :

$$N_k = \frac{b}{\beta} \frac{p}{a} \frac{N}{k} = 5,54;$$

R_s est la résistance d'un conducteur, soit environ 0,001 ohm; R_r est la résistance d'une jonction en maillechort entre l'enroulement induit et le collecteur (0,031 ohm environ). On a donc :

$$\theta = \text{tg}^{-1} 0,054.$$

Cette droite est tracée sur la figure 13 aux échelles de volts et d'ampères, c'est-à-dire 5,4 volts et 100 ampères, et les droites correspondant à différentes valeurs de E_{kw} sont tracées

parallèlement à elle. On a les chiffres du tableau II.

TABLEAU II

Φ_{max} d'après le tableau I.	$E_{kw} = 3,08 \Phi_{\text{max}} 10^{-8}$	I_{km} d'après la fig. 13.	$I'_{km} = \text{ampère-tours}$ par sonde neutre $= \left(\frac{b}{\frac{N}{K}} \right) I_{km}$	$I_k = \frac{I'_{km}}{12}$ courant équivalent du stator.
$5,00 \times 10^6$	15,4	208	1 160	96,5
$4,75 \times 10^6$	14,6	195	1 085	90,5
$4,50 \times 10^6$	13,9	189	1 050	87,5
$4,25 \times 10^6$	13,1	178	990	82,5
$4,00 \times 10^6$	12,3	166	920	76,5
$3,00 \times 10^6$	9,24	120	665	55,5
$2,00 \times 10^6$	6,16	70	390	32,5

Le diagramme du moteur est complété par l'introduction des valeurs respectives du courant I_k nécessaires dans les enroulements du stator pour contre-balancer le courant I_{km} dans la section court-circuitée. Le diagramme complet est représenté sur la figure 12 et est tracé pour environ 1,25 fois la pleine charge. Le courant total primaire est $I_1 = I_1 - I_k$. On voit que les pertes dans la bobine en court-circuit améliorent le facteur de puissance du moteur, quoique ces pertes augmentent très peu en surcharge. La tension de réactance E_r des bobines inductrices exerce une grande influence sur le facteur de puissance, et aux charges très faibles, il n'est pas impossible qu'il devienne négatif.

Détermination des courbes caractéristiques.

a) *Courbe de vitesse.* — On obtient cette courbe au moyen de la formule

$$E_m = \frac{a}{p} \frac{n}{60} N \Phi_1 10^{-8}$$

d'où
$$n = \frac{E_m \cdot 13,9}{\Phi_1 \cdot 10^{-8}}$$

La valeur de E est prise sur le diagramme.

b) *Courbe de puissance.* — En kilowatts on a :

$$Kw = I_1 E_m / 1000.$$

En chevaux on a la puissance :

$$P = 1,34 Kw.$$

c) *Courbe de rendement.* — On a la formule :

$$\eta \% = \frac{E_m}{E_m + E_r} 100.$$

d) *Courbe de facteur de puissance.* — L'angle φ est facile à trouver sur le diagramme : on en déduit $\cos \varphi$.

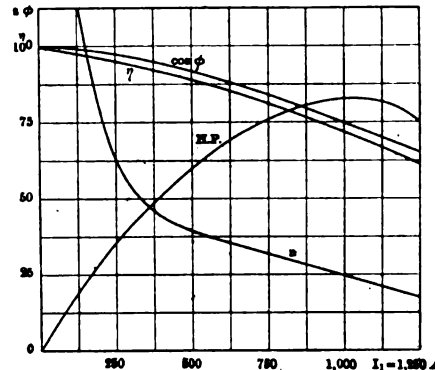


Fig. 14. — Courbes caractéristiques d'un moteur série monophasé de 75 chevaux.

(n , vitesse; η , rendement; HP, puissance en chevaux).

On trouve de cette façon les chiffres indiqués sur le tableau III et les différentes courbes de la figure 14. Celles-ci sont évidemment relatives uniquement aux propriétés électriques du moteur. Les pertes mécaniques, qui dépendent de la construction, des conditions de fonctionnement, peuvent être calculées de la même façon que pour toute autre machine fonctionnant dans les mêmes conditions.

TABLEAU III

COURANT E_{eff}	F. E. M. DE ROTATION E_m	φ	FACTEUR DE PUISSANCE $\cos \varphi$	VITESSE n	PUISSANCE		REN- DEMENT η %
					KW.	CHEVAUX	
1 230	93	49°	0,66	364	114,4	153,0	61,9
868	138	37°	0,80	570	120	161,0	77,3
567	173	27°	0,89	756	98	131,0	86,7
419	188	20°	0,94	855	78,8	105,5	90,5
344	200	16°	0,96	983	68,8	92,0	92,4
212	223	11°	0,98	1 460	47,4	63,5	95,5
127	238	3°	1,00	2 340	30,2	40,5	97,5

R. R.

TRACTION

Sur l'électrification des chemins de fer de la Suisse. — W. Wyssling. — *Elektrische Bahnen und Betriebe*, 3 et 10 novembre 1906.

Une commission d'études a été nommée en mai 1904 pour examiner la possibilité d'électrifier tous les chemins de fer de la Suisse.

Il s'agissait d'abord de calculer quelle quantité d'énergie serait nécessaire pour l'exploitation de tous les chemins de fer, et de déterminer ensuite si les forces hydrauliques disponibles en Suisse correspondaient à cette quantité d'énergie.

D'après tous les éléments rassemblés depuis quelques années et les résultats d'expériences entreprises par différents ingénieurs, on calcula en détail la résistance au roulement en alignement droit, dans les courbes et sur les voies étroites : on détermina de même l'énergie absorbée au démarrage et l'énergie dissipée au freinage. Les calculs furent basés sur des poids de trains un peu supérieurs aux valeurs moyennes des poids de trains employés à différentes époques et sur différents tronçons. On tint compte aussi du chauffage, et de l'éclairage, et de l'énergie absorbée pour les manœuvres des trains. Le résultat de tous ces calculs est résumé par un nombre considérable de tableaux, dressés par l'ingénieur Thormann, et donnant toutes les constantes relatives à chaque ligne. On arrive à un total de 1 150 000 chevaux-heure par jour en été pour l'exploitation des trains et de 50 000 chevaux-heure pour le service des manœuvres, soit au total 1 200 000 chevaux-heure par jour pour le service d'été.

Si l'on compte comme rendement total du système (c'est-à-dire depuis les turbines jusqu'aux roues motrices) 40 %, chiffre qui sera certainement dépassé avec n'importe quel système de traction électrique, on voit qu'il faut trouver une énergie disponible de 3 millions de chevaux-heure par jour comptés aux turbines : pour un service de 24 heures, cela correspond à une puissance de 125 000 chevaux. Il existe certainement en Suisse des chutes d'eau disponibles suffisantes pour fournir cette puissance totale.

Il n'est pas superflu de chercher à réduire la quantité d'énergie nécessaire en employant un système de traction qui permette la récupération. Si la récupération était faite d'une façon complète, on arriverait à économiser, par journée d'été, 200 000 chevaux-heure sur les 1 200 000 qui ont été trouvés nécessaires. Mais la récupération n'a pas la même importance sur toutes les lignes, et, tandis que sur le chemin de fer du Gothard, on pourrait récupérer une quantité d'énergie égale au 1/3 de l'énergie totale, on serait conduit sur les autres lignes à des complications bien grandes pour de maigres résultats.

En hiver, si l'on tient compte de l'éclairage et du chauffage, l'énergie totale à dépenser par jour est égale aux 75 % environ du chiffre trouvé pour une journée d'été. En définitive, on trouve que le chiffre représentant la moyenne de l'année est égal aux 80 % du chiffre trouvé pour une journée d'été : il faudrait donc une puissance moyenne de 100 000 chevaux aux turbines, en admettant que les réservoirs alimentant les usines génératrices aient des capacités suffisantes pour compenser la différence des charges de l'usine en été et en hiver. C'est généralement le cas, car ces réservoirs sont établis pour compenser les variations de débit des fleuves aux différentes saisons.

Il y avait lieu de déterminer non seulement la puissance moyenne nécessaire, mais aussi la puissance instantanée maxima qui pourra être demandée aux usines génératrices. Pour cela on a établi différentes courbes relatives à la marche des trains sur différentes rampes, et on a tracé le diagramme de charge de chaque ligne en faisant, de dix en dix minutes, la somme des puissances absorbées par tous les trains.

Avec les diagrammes relatifs à plusieurs lignes, on détermina le diagramme d'un réseau, après avoir décomposé en 140 réseaux l'ensemble des voies qui sillonnent la Suisse. On trouva ainsi que, pour la plupart de ces réseaux, le rapport entre la puissance maxima et la puissance « moyenne » est compris généralement entre 7 et 12 ; dans un certain nombre de réseaux il atteint des valeurs comprises entre 15 et 20 ; la valeur maxima trouvée pour ce rapport a été de 37, et la valeur minima de 6 ; sur le chemin de fer du Gothard cette valeur tombe même à 4 et 3,2. Ces chiffres montrent que les variations de la demande d'énergie sont extrêmement considérables.

D'après ce qui précède, on voit qu'en employant d'importantes usines génératrices desservant chacune un grand nombre de réseaux envisagés, les machines seront appelées à subir souvent des variations de charge de 1 à 5 en chiffres ronds : s'il s'agit de petites usines génératrices centrales ou de sous-stations, les variations de charge pourront atteindre le décuple de la charge moyenne. On ne peut pas songer à compenser ces variations simplement avec des accumulateurs. On voit donc la nécessité absolue de disposer de réservoirs d'eau énormes, et l'on

est amené à ne considérer que l'emploi des chutes d'eau alimentées par des lacs.

En prenant le chiffre 5 comme valeur du rapport mentionné ci-dessus, on voit qu'il faudra installer 500 000 chevaux de groupes générateurs, dont l'utilisation sera la même que si ces machines fonctionnaient seulement 4 heures $\frac{3}{4}$ par jour. Le chiffre de 500 000 chevaux suffirait probablement s'il s'agissait de très grosses usines génératrices, mais serait trop faible si l'on envisage le cas d'un grand nombre d'usines de puissance relativement faible.

O. A.

Sur l'effort de traction des équipements monophasés. — **Bergman.** — *Electrical World*, 23 octobre 1906.

On a reproché souvent aux moteurs monophasés, particulièrement quand il s'agit de la traction des trains lourds avec locomotives, l'effet du couple pulsatoire qui les caractérise. Le couple est proportionnel au produit de l'intensité de champ par le courant dans l'induit. Par conséquent, si le flux et le courant sont tous deux sinusoïdaux et ont mêmes fréquence et phase, le couple varie comme le carré de l'onde sinusoïdale : en d'autres mots, il est pulsatoire entre un zéro et une valeur maxima. Un tel couple pulsatoire est équivalent à un couple uniforme, tel que celui d'un moteur à courant continu, égal à la moyenne des valeurs instantanées pendant une pulsation.

On sait que le frottement entre un corps et son support est maximum quand le corps est au repos ; aussitôt qu'un glissement se produit, le frottement diminue. L'effort de traction maximum, ou la force maxima entre la roue et le rail, est donc obtenu un instant avant que la roue commence à patiner. Cet effort de traction est la limite de l'effort tangentiel avec un équipement à couple uniforme. Avec un équipement à courant alternatif, d'autre part, en supposant les pulsations transmises au bandage de la roue, l'effort maximum « utile » ou moyen est évidemment plus faible, puisque nécessairement le point de glissement est atteint plus tôt.

Si l'on se place au point de vue purement théorique en négligeant les éléments perturbateurs, il est évident que, dès que le point de glissement est atteint pendant la pulsation, la roue commence à glisser et s'accélère jusqu'à ce

que la force agissante décroisse et soit égale à la résistance de frottement. Ensuite le mouvement de la roue se ralentit, et, quand l'énergie emmagasinée pendant l'accélération est entièrement dissipée, la roue s'arrête. Ainsi donc, il se produit un glissement périodique de la roue avant que le glissement continu — tel que celui résultant d'un couple uniforme — se produise. Celui-ci se produit évidemment quand les glissements périodiques ne sont plus interrompus par aucun arrêt. L'effort de traction maximum utile de l'équipement alternatif est alors atteint.

Si l'on considère que la durée de l'accélération pendant le glissement périodique devient plus courte quand la fréquence croît, il est clair que la vitesse de glissement doit décroître aussi. Si l'on examine la variation du coefficient de frottement avec la vitesse, il semble probable que l'effort de traction maximum utile doit augmenter avec la fréquence et devenir égal à l'adhérence statique pour une fréquence infiniment grande. Si le frottement dynamique était égal au frottement statique, l'effort maximum utile ou moyen serait évidemment le même pour un couple pulsatoire que pour un couple uniforme malgré les glissements périodiques.

Il faut encore tenir compte du phénomène d'après lequel le véhicule se cabre, phénomène particulièrement marqué au démarrage. Si le couple est pulsatoire, ce phénomène est plus accentué : les roues d'avant patinent plus tôt et les roues d'arrière plus tard que si le couple était uniforme, quoique de valeur équivalente. Grâce à la masse généralement grande du véhicule et à l'élasticité considérable des ressorts de suspension, le soulèvement pulsatoire de l'avant est pratiquement éliminé, et l'effort tangentiel maximum est influencé principalement par les fluctuations du couple moteur lui-même.

Si l'on considère les choses uniquement à ce point de vue, il est évident que le couple utile maximum sera plus faible avec un équipement à courant alternatif qu'avec un équipement à courant continu. Mais il y a un phénomène très important qui doit éliminer la cause de diminution du couple utile maximum ; ce phénomène est dû à l'élasticité dans les différentes parties qui transmettent les forces pulsatoires. Plus le moment d'inertie est grand, et plus l'accélération et, avec elle, le mouvement seront faibles pendant les différents intervalles de temps de la

pulsation. Évidemment, un accroissement de la fréquence produira le même effet. Il est, de plus, évident que, plus sera grand le fléchissement des ressorts pour une faible variation de la force agissante, ou, en d'autres mots, plus sera faible la variation de couple du ressort pour un fléchissement donné correspondant à un certain mouvement du corps, et plus le couple transmis par le ressort approchera d'une valeur uniforme.

L'auteur a fait des expériences sur un truck équipé avec deux moteurs monophasés de 100 chevaux placé sur des rails. Un dynamomètre, comprenant un cylindre à air avec un piston et un indicateur, servait à mesurer l'effort de traction. On augmentait progressivement l'intensité du courant jusqu'à ce que le patinage des roues se produisit, et l'on notait la valeur de l'effort de traction à ce moment, en employant tantôt du courant continu et tantôt du courant alternatif. On alimentait un seul moteur à la fois : la seule différence dans les résultats obtenus avec l'un ou l'autre moteur provenait de l'inégalité du poids agissant sur les roues par suite du phénomène de soulèvement de l'avant du truck.

Les expériences ont montré que l'effort de traction utile croît quand la fréquence augmente, conformément aux conclusions qui précèdent. Autant que l'on peut en juger par des expériences de ce genre, dans lesquelles il entre tant d'éléments variables et incertains, l'effort de traction nécessaire pour faire patiner les roues à la fréquence commerciale de 25 périodes par seconde est d'environ 15 % plus faible avec du courant alternatif qu'avec du courant continu, en supposant, bien entendu, que la suspension, les engrenages, etc., restent les mêmes dans les deux cas.

L'auteur a déterminé la courbe de l'effort de traction au glissement sur courant alternatif, calculée en considérant le moment d'inertie des parties mobiles par rapport à l'axe du mouvement, le couple des ressorts par unité de fléchissement angulaire et le point de glissement, qui correspond à un effort de traction de 1860 kilogrammes, déterminé par un essai à courant continu. La courbe passe en plusieurs endroits par les points obtenus expérimentalement. La déviation angulaire maxima des ressorts est de 0°,225 seulement. Il est intéressant de noter que cette courbe coupe l'axe des fréquences ; ce point correspond au cas où la fréquence agissante est égale à la fréquence naturelle, ou, en d'autres

mots, quand il y a résonance. Il est évident l'effort de traction maximum moyen ne jamais être inférieur à celui qui correspond à la plus faible valeur du coefficient « dynamique » de frottement.

Quand le moteur est relié par des engrenages à l'essieu qu'il entraîne, il tend à se déplacer dans la direction suivant laquelle la force réaction de l'engrenage agit sur les dents du piston. Par conséquent, si une oscillation du cadre du moteur est possible, l'induit doit en subir d'une façon correspondante, et d'autant que l'amplitude de l'oscillation est plus grande. En considérant le couple pris par le moment d'inertie de l'induit, il est évident que les variations de la force agissant sur les roues peuvent être éliminées par les oscillations du cadre du moteur et sans qu'il y ait d'élasticité entre l'induit et la roue. Une étude théorique montre aussi que les pulsations de l'effort de traction peuvent être entièrement éliminées par une disposition convenable des suspensions, mais il faut des ressorts extrêmement raides.

Comme conclusion des résultats expérimentaux et des considérations théoriques de l'essai, on peut dire qu'un équipement à courant alternatif de fréquence 25 avec moteurs à engrenages reliés aux roues de la façon ordinaire semble présenter un effort de traction utile d'environ 15 % à celui d'un équipement à courant continu et que, évidemment, les résultats seront beaucoup plus mauvais : les moteurs à attaque directe (sans engrenages) les induits sont rigidement liés aux essieux correspondants. Dans les deux cas, avec ou sans engrenages ou sans engrenages, l'équipement à courant alternatif pourra exercer un effort de traction aussi élevé qu'un équipement à courant continu si l'on introduit une élasticité dans un point quelconque entre l'induit et le bandage de la roue : une flexibilité faible est suffisante et l'on peut établir, par exemple, des dispositifs parfaitement pratiques. L'auteur indique, en terminant, que les frais supplémentaires d'établissement et d'entretien dus à l'emploi d'un tel dispositif sont bien amplement compensés par les économies qui en résulteront par suite de l'accroissement de l'effort de traction et de la diminution des chances d'avaries aux moteurs, pignons

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur la conductibilité présentée par les cohéreurs sous une influence mécanique. — R. Thöldte. — *Drudes Annalen*, novembre 1906.

La théorie du fonctionnement des cohéreurs et l'explication des variations de conductibilité électrique de ces appareils n'ont pas encore été données d'une façon satisfaisante.

Auerbach et Arons ont signalé qu'un cohéreur peut être rendu conducteur par l'action d'ondes acoustiques : la résistance de contact de cet appareil peut donc être abaissée aussi bien par des oscillations acoustiques que par des oscillations électriques. Le même résultat a été obtenu par Leppin qui, en outre, a constaté qu'une action calorifique telle que celle de la chaleur de la main amène aussi une chute de résistance initiale du cohéreur. De même, on a pu déceler l'action des rayons lumineux sur cet appareil.

L'auteur s'est proposé d'étudier l'influence qu'exercent sur la conductibilité du cohéreur les actions mécaniques. Il a employé, pour ses expériences, un appareil consistant en deux baguettes d'aluminium ayant entre elles un contact imparfait ; l'une d'elles était fixée à une bande de laiton élastique, et pouvait, par le jeu d'une vis micrométrique, être appuyée avec une pression plus ou moins forte contre l'autre baguette. Tout l'appareil était fixé à un support en ébonite. L'intensité du courant était mesurée au moyen d'un galvanomètre Desprez d'Arsonval à bobine mobile et champ magnétique fixe.

L'auteur a constaté que le choc léger d'un crayon contre la table, le déplacement d'une chaise, la vibration résultant de la fermeture d'une porte, pouvaient rendre le cohéreur conducteur quand il ne l'était pas, de même que ces actions mécaniques faisaient disparaître la conductibilité, quand le cohéreur était conducteur. Ces actions mécaniques se traduisaient toujours par des oscillations de molécules matérielles fixes.

Quand le courant principal avait une intensité égale à 1, il suffisait d'un seul choc d'un crayon contre la table pour obtenir une déviation de 6,1 ; un autre choc ramenait le galvanomètre au zéro. Quand l'intensité du courant principal avait pour valeur 2, il fallait frapper plusieurs fois le crayon sur la table pour obtenir une

déviation du galvanomètre de 9,1 : un seul choc n'amenait aucune diminution de résistance de l'appareil. Pour l'intensité de courant 3, on obtenait une déviation de 13,5 en frappant plusieurs coups successifs très rapprochés. Pour l'intensité de courant 4, il fallait frapper encore plus fort que dans le cas précédent, pour amener le fonctionnement du cohéreur. Pour l'intensité de courant 5, le galvanomètre effectuait de petites oscillations de courant autour du zéro, mais le cohéreur restait non conducteur.

Après avoir nettoyé les baguettes d'aluminium et les avoir remontées à nouveau, l'auteur refit les expériences dans l'ordre inverse, avec les intensités de courant 5, puis 4, 3, 2 et 1.

Dans les premières expériences (intensités 5 et 4), un seul choc du crayon suffisait pour provoquer la conductibilité du cohéreur. Dans les expériences suivantes le cohéreur se « fatiguait » peu à peu et devenait de plus en plus difficilement conducteur. Ces expériences montrent que, au point de vue de l'établissement de la conductibilité, il n'y a aucune différence entre les résultats obtenus avec diverses intensités de courant.

Tandis qu'avec ces oscillations mécaniques, on obtient en général une conductibilité assez complète et constante, sauf quelques cas exceptionnels ; ce n'est plus le cas quand l'ébranlement est produit par un léger choc contre le support en ébonite du cohéreur ou contre une des tiges d'aluminium. Une légère pression contre la paroi ou contre les tiges ne produit aucune action ; un choc détermine une conductibilité correspondant à l'importance de ce choc. Par exemple, pour l'intensité de courant 1, un choc donne une déviation de 2,9 ; un second choc porte la valeur de la déviation à 3,2 ; un troisième l'amène à 4,5 ; un quatrième la fait tomber à 2,8 ; un cinquième la porte à 4,8 ; puis un choc un peu fort ramène la déviation à 0. La conductibilité partielle ainsi obtenue dépend non seulement de l'intensité du choc mais aussi du point où ce choc a lieu.

L'auteur examine comment les différents phénomènes observés par lui peuvent être expliqués par l'une des théories émises sur le fonctionnement du cohéreur. La théorie de Robinson, d'après laquelle il existe entre les parties constitutives du cohéreur une couche élastique

mauvaise conductrice dont l'épaisseur varie, par suite d'une attraction électrostatique, lorsqu'une différence de potentiel agit sur l'appareil, ne permet pas d'expliquer l'action d'une vibration mécanique. D'après Auerbach, ces vibrations mécaniques amènent des pulsations des parties en contact qui ne retournent pas à l'état d'équilibre primitif, mais viennent en contact intime : cette théorie est insuffisante pour expliquer tous les résultats observés par l'auteur, car elle semble infirmée par la production d'une conductibilité constante.

Si l'on remarque que le contact de deux corps ne se produit jamais en un point mais en de petites surfaces, et qu'en outre ces surfaces ne sont jamais unies, on est amené à conclure, d'après l'auteur, que, sous l'action d'oscillations régulières, les parties correspondantes de ces surfaces sont éloignées ou rapprochées les unes des autres et qu'il se produit, sous l'effet de la différence de potentiel, une action d'induction dont l'influence provoque la conductibilité du cohéreur. Cela ne peut se produire que par de petites étincelles qui déterminent, entre les parties voisines, un contact intime. Le mot induction ne doit pas donner lieu à une interprétation erronée ; l'auteur l'emploie avec la signification suivante : les oscillations mécaniques peuvent amener assez près l'une de l'autre certaines molécules pour que des étincelles jaillissent entre elles et établissent entre elles une jonction conductrice : les molécules voisines, moins rapprochées, prennent alors un potentiel plus élevé et peuvent aussi, de leur côté, être le siège de décharges par étincelles, de telle sorte que le phénomène s'étend de proche en proche. Il s'agirait d'une *micro-induction* dans laquelle le rapprochement des parties voisines provoque, en quelques points, l'établissement d'une jonction conductrice par étincelles, après quoi l'éloignement de ces parties rompt la jonction et produit une étincelle de rupture qui détermine, dans les molécules voisines, une nouvelle décharge électrique, etc. Sous l'effet de fortes oscillations mécaniques, les parties voisines viennent en contact suivant un grand nombre de points, tandis que, sous l'action d'oscillations faibles, le nombre de points de contact est réduit. On explique ainsi la conductibilité généralement constante observée pour les vibrations de la table qui étaient toujours uniformes et la conductibilité variable avec l'im-

portance des chocs, quand ceux-ci contre le cohéreur lui-même. La conductibilité superficielle des électrodes joue un rôle important, ce qui explique la « fatigue » du cohéreur après plusieurs jonctions et ruptures.

D'après la façon de voir de l'auteur, la production de la conductibilité d'un cohéreur par des oscillations électriques est due à la production de jonctions conductrices entre les molécules. Même quand il y a des vibrations mécaniques, l'apparition de la conductibilité est un phénomène électrique. La façon de voir n'est pas en contradiction avec celle d'Auerbach, car, à côté des actions d'induction, il se produit certainement des contacts directs et des extensions qui influent sur le résultat.

Pour vérifier l'exactitude de sa théorie, l'auteur a fait de nombreuses expériences avec des baguettes d'aluminium soigneusement nettoyées qu'il examinait au microscope après avoir actionné plusieurs fois le cohéreur ; ces baguettes étant influencées soit par des actions mécaniques, soit par des vibrations électriques. On observe une tache invariable de taches noires sur l'anode, taches nettement visibles au microscope. On voit bien que le phénomène de la conductibilité se produit par une rupture de la couche diélectrique (couche de graisse) suivie d'une décharge électrique et par la formation de cette couche : cette carbonisation constitue une jonction conductrice qui, évidemment, se rompt ou modifie par le moindre ébranlement.

La conductibilité du cohéreur ne se produit donc pas seulement quand les particules elles-mêmes se soudent ensemble, mais l'ont admis plusieurs physiciens, quand il se produit simplement une carbonisation du milieu interposé, carbon qui crée un chemin suffisamment conducteur pour le passage du courant électrique.

Modification de la capacité terminale d'une antenne par l'approche de la terre et des conducteurs (1). — P. DRUDE. — Drude, *Ann. Phys.*, t. 19, novembre 1906.

Dans son étude sur les « propriétés électriques » et les oscillations propres de bobines

(1) Publication posthume faite par J. Sachs, d'après les résultats d'observation de l'auteur.

fil rectilignes suspendus ou plaques métalliques », l'auteur a montré (1903) comment on peut calculer, pour un système accouplé de télégraphie sans fil, la capacité formant contrepoids à l'antenne. J. Sachs a été amené, en s'appuyant sur le travail de l'auteur, à faire des recherches sur l'influence de la terre en télégraphie sans fil⁽¹⁾. Les résultats obtenus ayant été très discutés, l'auteur a fait lui-même des expériences sur la modification de la valeur de la capacité à employer comme contrepoids lorsqu'on place celle-ci plus ou moins près de la terre. La conclusion de ces recherches est que les résultats de l'étude de J. Sachs ne sont pas modifiés si l'on dispose la plaque formant contrepoids à différentes hauteurs au-dessus du sol, car l'influence de la terre sur la résonance ne se fait sentir que quand la plaque est à moins de 50 centimètres de la terre.

La méthode expérimentale employée par l'auteur est la même que celle adoptée pour son étude sur la construction de transformateurs Tesla, la durée d'oscillations et la self-induction de bobines de fil. Le circuit à étudier est excité par un circuit de capacité réglable et, au moyen d'un tube à vide, on détermine la position du condensateur pour laquelle on a le maximum d'éclat. A ce moment, les deux circuits sont en résonance. L'auteur employait un circuit primaire de 18 centimètres et un circuit secondaire avec deux antennes coniques : l'antenne inférieure était à 3 centimètres du sol. L'accouplement était très faible, la bobine du circuit secondaire étant placée à 10 centimètres au-dessus ou au-dessous de la bobine du circuit exciteur et étant fortement excentrée par rapport à celle-ci. Le tube détecteur employé était soit un tube de Warburg, soit un tube à hélium avec ou sans électrodes. Les tubes étaient placés en différents points des antennes, ou contre la capacité remplaçant l'antenne inférieure. On trouvait la même position de résonance en plaçant le tube près de l'antenne ou près de la capacité formant contrepoids.

Les résultats détaillés obtenus par l'auteur sont les suivants :

1^{re} Essais en laboratoire. — Deux antennes furent d'abord employées. Suivant la distance du tube à l'antenne, on obtenait les positions de

résonance :

$$d = 3,49; \quad 3,48; \quad 3,49; \quad 3,46.$$

On plaça sous l'antenne inférieure une feuille de zinc de 40 centimètres carrés. Les résultats furent les suivants :

Sans feuille.	Avec feuille.
$d = 3,46$	3,42
3,46	3,42

En reliant la feuille de zinc aux tuyaux de gaz, on obtint les valeurs suivantes :

$$3,43 \qquad 3,44$$

En plaçant la feuille verticalement parallèle à l'antenne et à 4 centimètres de distance, on trouva :

$$3,36.$$

Un fil de cuivre de 1 millimètre de diamètre ayant été placé parallèlement aux deux antennes de façon à en être distant de 55 centimètres en haut et en bas, et ayant été muni à son extrémité d'une plaque de zinc horizontale, on obtint :

Avec fil.	Sans fil.
3,20	3,45

La capacité de résonance est donc modifiée de 7,5 % par la présence du fil.

L'antenne inférieure fut remplacée par une plaque de zinc de 40 centimètres carrés (plaque désignée par I dans la suite) et reliée par un fil de 10 centimètres de longueur à la bobine du circuit secondaire. Une autre plaque II de mêmes dimensions était approchée de la plaque I.

Un grand nombre d'essais, effectués aussi bien sur l'antenne supérieure que sur la plaque, montrèrent que les tubes à vide brillaient beaucoup plus faiblement quand la plaque II était reliée à la terre que sans cette jonction. Quand la jonction à la terre est établie, il faut approcher le tube à 10 centimètres pour qu'il brille, tandis que, sans jonction, une distance de 18 centimètres suffit. En outre on constate que la répartition de la force électrique est dissymétrique quand la plaque II est reliée à la terre : sans jonction à la terre, elle est symétrique. En connectant la plaque II à un câble de 4 mètres de longueur, on trouva que l'éclat du tube diminue quand on relie le câble à la terre. En plaçant sous la plaque I une plaque III de $1 \times 1^m,66$, et en isolant d'abord cette plaque puis en la reliant aux conduites d'eau et de gaz, on obtint un résultat

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tomes XLV et XLVI, 23 décembre 1905, page 476, 6 janvier 1906, page 36.

invariable : la jonction à la terre n'a, dans ce cas, aucune influence et le tube présente le même éclat avec la plaque III isolée, avec la plaque III reliée aux conduites d'eau, ou bien avec la plaque I toute seule.

Des essais faits à l'extérieur ont montré qu'en reliant la plaque I à la terre, on affaiblit l'éclat du tube.

Les différents résultats obtenus peuvent être rassemblés dans le tableau suivant :

Position de résonance d du condensateur réglable du circuit excitateur.

Avec condensateur seul plaque I.	Avec une plaque métallique au-dessous (isolée) plaques II et III.	Avec la même plaque reliée à la terre.	DISTANCE ENTRE LES PLAQUES I et II ou III	
3,30	3,30	3,39	18 cm.	} avec la plaque II de 40 cmq.
»	3,29	3,49	20	
3,28	3,26	3,57	4	
3,20	3,28	3,11	19	
3,30	3,27	2,92	10	
3,29	3,10	2,82	10	} plaque II reliée au câble.
3,29	2,84	»	10	
3,29	3,07	3,07	15	} plaque III de 1 × 1 ^m ,66.
3,34	3,36	3,36	65	
»	3,30	3,30	30	

On voit que, tandis que, dans les trois premières séries, la jonction à la terre de la plaque II produit une diminution de la capacité de résonance (d augmente), la même cause produit ensuite une augmentation de la capacité de résonance. Dans ces trois premières séries d'expériences, l'influence de la plaque non reliée à la terre est très faible, et devient beaucoup plus sensible dans les expériences suivantes. Malgré cette contradiction, les résultats principaux montrent que même une capacité, relativement grande telle que celle de la grande plaque (100×166 centimètres) ne modifie pas sensiblement la résonance du système. Il est particulièrement intéressant de noter que le voisinage de la terre affaiblit l'intensité des oscillations et que la mise à la terre de la plaque II rend dissymétrique la répartition de la force électrique.

R. V.

MESURES

Théorie des galvanomètres à bobine mobile. — H.-A. Wilson. —

La formule généralement employée pour les galvanomètres balistiques est la suivante :

$$Q = (HI/G\pi) \sin(\theta/2),$$

en appelant Q la quantité d'électricité qui traverse le galvanomètre, H le champ directeur agissant sur l'aiguille, G le moment magnétique dû à l'aiguille, supposé perpendiculaire à H et dû à l'unité de courant dans la bobine, θ l'angle d'oscillation de l'aiguille à l'amortissement.

Soit φ la déviation angulaire constante pour un courant i , tel que

$$i = (H/G) \tan \varphi.$$

On a

$$Q = \frac{Ti \sin(\theta/2)}{\pi \tan \varphi}.$$

Les formules qui précèdent sont applicables seulement aux galvanomètres balistiques à bobine mobile, tant en une bobine de fil avec un aimant librement suspendu au centre de la bobine et disposé de telle façon que, dans la position d'équilibre, l'axe de l'aimant soit dans le plan de la bobine.

L'auteur établit la formule propre aux galvanomètres balistiques des différents types généralement employés, et trouve que, dans tous les cas, cette formule diffère sensiblement de celle qui précède, formule rappelée ci-dessus.

Le premier type de galvanomètre balistique employé par l'auteur est le galvanomètre à bobine rectangulaire, noyau cylindrique entouré de deux faces polaires cylindriques disposées symétriquement. Dans les galvanomètres de ce type, le champ magnétique est à peu près radial, et le couple sur la bobine dû à un courant i est constant et proportionnel au courant i et au carré de la déviation. Le couple antagoniste est dû à la torsion d'un fil de suspension, et le travail nécessaire pour faire tourner la bobine d'un angle θ par rapport à la position d'équilibre est $a\theta^2/2$, en appelant a la constante d'équilibre exercée par le fil quand la bobine est dans la position d'un angle égal à l'unité. Soit Ci le couple exercé par le fil quand la bobine est dans la position d'un angle i ; on a :

$$Ci = a\varphi.$$

Quand un courant i traverse le galvanomètre pendant le temps dt , on a l'égalité

$$Cidt = CaQ = k d\omega$$

en appelant K le moment d'inertie de la bobine et ω sa vitesse angulaire.

On a donc

$$Q = \int idt = \int \frac{k d\omega}{C} = \frac{k\omega}{C}$$

On a pour la durée T la valeur :

$$\begin{aligned} T &= 2\pi\sqrt{k/a} \\ a\theta^2/2 &= k\omega^2/2 \\ T &= 2\pi\sqrt{\theta^2/\omega^2} = 2\pi\theta/\omega \\ Q &= \frac{k\omega}{C} = \frac{a\theta^2}{C\omega} = \frac{Ta\theta}{2\pi C}. \end{aligned}$$

Si l'on tient compte de l'égalité

$$a/C = i/\varphi,$$

on obtient finalement l'équation exacte :

$$Q = \frac{Ti\theta}{2\pi\varphi}.$$

Le couple sur la bobine dû au courant étant indépendant de θ , il n'est pas nécessaire, avec ce type d'appareil, que le temps pendant lequel passe le courant soit très faible en comparaison de T .

Un autre type d'appareil à bobine mobile communément employé comprend une bobine étroite suspendue entre les pôles d'un aimant sans noyau de fer. Dans ce cas, le couple sur la bobine dû au courant i est approximativement $Ci \cos \varphi$, on a donc la relation :

$$\begin{aligned} Ci \cos \varphi &= a\varphi \\ a/C &= i \cos \varphi/\varphi, \end{aligned}$$

et la formule exacte pour ces appareils est :

$$Q = \frac{Ta\theta}{2\pi C} = \frac{Ti\theta \cos \varphi}{2\pi\varphi}.$$

Dans ces formules, on suppose que le plan de la bobine à sa position zéro est parallèle au champ magnétique.

Il semble que le premier type de galvanomètre balistique à bobine mobile étudié soit supérieur au second au point de vue de la simplicité de la formule exacte que l'on doit employer, et de l'absence d'erreur quand le passage du courant dure un temps appréciable.

Dans les appareils à aiguille mobile, les formules sont :

$$Q = \frac{HT \sin(\theta/2)}{G\pi} \quad \text{et} \quad Q = \frac{Ti \sin(\theta/2)}{\pi\varphi}.$$

La durée de passage du courant doit être faible en comparaison de T , et sa plus grande valeur ne doit pas être suffisante pour amener un changement appréciable de l'aimantation de l'aiguille.

Dans tous les galvanomètres balistiques, on emploie un système astatique d'aiguilles. Si l'on suppose que le système soit exactement astatique et que la torsion d'un fil de quartz réalise le couple antagoniste, on a

$$Ci \cos \varphi = a\varphi \quad \text{et} \quad k\omega^2 = a\theta^2.$$

La formule de cet appareil est donc :

$$Q = \frac{Ta\theta}{2\pi C} = \frac{Ti\theta \cos \varphi}{2\pi\varphi},$$

comme dans le second type d'appareil à bobine mobile. On a aussi $C = M (G_1 + G_2)$ en appelant M le moment de chaque aiguille et G_1 et G_2 les champs dus à l'unité de courant aux deux aiguilles.

Un autre cas est celui où le système des aiguilles est plus ou moins astatique et où le couple antagoniste est un champ magnétique pour chaque aiguille. Soit H_1 la composante horizontale du champ antagoniste sur une aiguille faisant un angle α_1 avec le plan de cette aiguille, et soit M_1 le moment de l'aiguille. Soient H_2 , M_2 et α_2 les grandeurs correspondantes pour la deuxième aiguille. Dans la position d'équilibre, on a

$$0 = M_1 H_1 \sin \alpha_1 + M_2 H_2 \sin \alpha_2.$$

Le couple antagoniste, quand l'aiguille est déviée d'un angle φ , a pour valeur

$$\begin{aligned} M_1 H_1 \sin \varphi (+\alpha_1) + M_2 H_2 \sin (\varphi + \alpha_2) \\ = (M_1 H_1 \cos \alpha_1 + M_2 H_2 \cos \alpha_2) \sin \varphi \end{aligned}$$

et, si φ est la déviation due à un courant i , on a :

$$\begin{aligned} iM_1 G_1 \cos \varphi + iM_2 G_2 \cos \varphi \\ = \sin \varphi [M_1 H_1 \cos \alpha_1 + M_2 H_2 \cos \alpha_2]. \end{aligned}$$

On tire de cette équation la valeur :

$$i = \frac{M_1 H_1 \cos \alpha_1 + M_2 H_2 \cos \alpha_2}{M_1 G_1 + M_2 G_2}.$$

On peut voir facilement que les formules pour un galvanomètre balistique de ce type sont les suivantes :

$$Q = \frac{T(M_1 H_1 \cos \alpha_1 + M_2 H_2 \cos \alpha_2) \sin (\theta/2)}{\pi (M_1 G_1 + M_2 G_2)}$$

$$Q = \frac{T \sin (\theta/2)}{\pi \operatorname{tg} \varphi}.$$

La correction de la déviation observée θ pour l'amortissement est négligée. La méthode généralement décrite dépend du « décremént logarithmique » : elle est compliquée et inexacte à moins que l'amortissement soit très faible. La méthode suivante a l'avantage de la simplicité et de l'exactitude : elle n'est pas nouvelle et a été enseignée il y a dix ans par le P^r Stroud.

Soient $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots$ les oscillations successives de l'aiguille du galvanomètre. On a :

$$\frac{\theta_1}{\theta_2} = \frac{\theta_2}{\theta_3} = \frac{\theta_3}{\theta_4} = \dots = f.$$

Pour trouver f , on observe, par exemple θ_1 et θ_3 ou θ_1 et θ_5 . On a alors pour f l'une des équations :

$$f^2 = \theta_1/\theta_3 \quad \text{ou} \quad f^4 = \theta_1/\theta_5.$$

La valeur corrigée pour la première oscillation est donc :

$$\theta_1 \sqrt{f} = \theta_1 (\theta_1/\theta_3)^{1/4} = \theta_1 (\theta_1/\theta_5)^{1/8}.$$

Dans la plupart des cas, les déviations angulaires peuvent être considérées comme proportionnelles aux déviations sur l'échelle. Soient $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \dots$ ces déviations. La valeur corrigée pour la première oscillation est :

$$\delta_1 (\delta_1/\delta_3)^{1/4} \quad \text{ou} \quad \delta_1 (\delta_1/\delta_5)^{1/8}.$$

Si l'amortissement est faible, la valeur corrigée est à peu près exactement égale à

$$\delta_1 + 1/4 (\delta_1 - \delta_3),$$

et cette formule est suffisamment exacte pour la plupart des cas en pratique.

Si l'on récapitule les formules obtenues, on voit que le galvanomètre du quatrième type étudié est supérieur aux autres en ce qui concerne la formule exacte à employer. Il est aussi supérieur à plusieurs autres points de vue.

R. R.

Batterie à haute tension pour mesures électrostatiques. — J. Herweg. — *Physikalische Zeitschrift*.

Une batterie pour mesures électrostatiques a été décrite par Krüger⁽¹⁾ et consistait en éléments au cadmium. Le grand avantage de cette batterie consiste en ce que la valeur bien définie à peu près constante est indépendante de la température : son nœud réside dans le prix de revient qui est conduit.

L'auteur indique la façon de construire une batterie peu coûteuse pour les mesures électrostatiques, dont la f. é. m. est à peu près constante.

Dans une plaque de paraffine de 1 centimètre on fait à la perceuse $14 \times 24 = 336$ trous de 1/2 centimètre et de 1 à 1^{cm},5 de profondeur. On place les électrodes de la façon suivante. On prend une bande de cuivre et une bande de zinc d'épaisseur et de 1^{cm},5 de largeur que l'une à l'autre suivant un grand côté : ensuite transversalement en petits morceaux de 2 millimètres de largeur, puis on recouvre chaque morceau, qui se trouve corrépondre par du cuivre et de l'autre côté par du zinc. On place ces morceaux en U à cheval sur les trous de la paraffine, et l'on obtient ainsi une série de 336 éléments cuivre-zinc en zigzag. Aux deux pôles libres extrêmes on colle des petits fils de cuivre. Les trous sont remplis aux 3/4 d'eau distillée, puis on coule de la paraffine sur le tout. La tension dont on dispose est d'environ 240 volts à 20° environ de 1,1 volt par degré.

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLVI, 23 juil. 1900.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques DE L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées. — Éric GÉRARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

SUR L'ÉPURATION DES COURBES PÉRIODIQUES PAR LES CONDENSATEURS

Dans une étude que nous avons publiée récemment ⁽¹⁾ sur les condensateurs tubulaires de la Société générale des Condensateurs électriques de Fribourg, nous avons eu l'occasion de parler de l'influence des condensateurs en général sur les harmoniques de la courbe de la force électromotrice.

Notre intention est d'établir ici les résultats annoncés et en particulier d'étudier quelle est l'influence d'une capacité en dérivation sur un réseau lorsque la courbe de la tension à vide n'est pas sinusoïdale, mais renferme des harmoniques d'ordre supérieur.

Nous examinerons successivement le cas simple d'un réseau sans capacité appréciable avec emploi d'un condensateur en dérivation, soit à l'usine, soit sur les lieux d'utilisation, et celui d'un réseau pourvu d'une certaine capacité uniformément répartie comme, par exemple, celui qui serait constitué par des câbles concentriques.

1^o RÉSEAU SANS CAPACITÉ.

Prenons d'abord le cas d'un réseau sans capacité sensible, réseau que l'on peut supposer être réduit à une ligne avec appareils de réception inductifs : moteurs asynchrones, transformateurs, etc.

On peut évidemment assimiler un pareil réseau à un circuit purement inductif, de self-

(1) Voir l'*Eclairage Electrique*, tome XLIX, 10 novembre 1906, page 208.

inductance constante, mis en dérivation avec une résistance sans induction, variable charge.

Comme nous n'avons à nous occuper en somme que de l'influence de la capacité l'amplitude d'un harmonique quelconque de la courbe périodique de la différence de potentiel aux bornes du réseau et du condensateur, nous pouvons considérer l'effet de l'harmonique séparément.

Soit alors E_p la valeur efficace d'un harmonique d'ordre p de la force électromotrice, U_p la différence de potentiel correspondante aux bornes du condensateur et du réseau, I_p l'intensité correspondante du courant dans les génératrices et enfin U'_p et I'_p les valeurs des mêmes quantités lorsque le condensateur n'existe pas. Désignons de plus par s la résistance $p\omega L$ (ω étant la pulsation normale et L le coefficient de self-induction), pour l'harmonique d'ordre p , par R la résistance du circuit sans induction placé en dérivation sur le condensateur, par $s_0 = p\omega l_0$ l'inductance des génératrices (l_0 étant le coefficient de self-induction des génératrices) et enfin par c l'inductance de capacité $\frac{1}{p\omega C}$ (C étant la capacité du condensateur).

Supposons d'abord le réseau à vide, c'est-à-dire R infiniment grand.

L'intensité du courant dans les génératrices a pour valeur, en ce qui concerne l'harmonique d'ordre p :

$$I_p = \frac{E_p}{s_0 + \frac{cs}{c-s}} = \frac{E_p(c-s)}{s_0(c-s) + cs}.$$

Mais I_p a également pour valeur :

$$I_p = U_p \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{c} \right) = \frac{U_p(c-s)}{sc},$$

on en déduit donc :

$$U_p = \frac{E_p cs}{s_0(c-s) + cs}.$$

Quant au courant traversant le condensateur, sa valeur I_p^c sera :

$$I_p^c = \frac{U_p}{c} = \frac{E_p s}{s_0(c-s) + cs}.$$

Sur les expressions (2) et (3), on voit que les résonances du terme d'ordre p de la différence de potentiel et du courant se produiront pour :

$$s_0(c-s) + cs = 0,$$

d'où :

$$c = \frac{s_0 s}{s_0 + s},$$

ou en remplaçant s_0 , s et c par leurs valeurs :

$$C = \frac{l_0 + L}{p^2 \omega^2 l_0 L}.$$

Si donc on est au delà de la résonance pour la fréquence normale ($p=1$), c'est-à-dire si C est supérieur à $\frac{l_0 + L}{\omega^2 l_0 L}$, il n'y aura rien à craindre pour la résonance des harmoniques supérieurs.

Cherchons maintenant quelle est la grandeur de l'harmonique d'ordre p , avec un

sateur remplissant la condition que nous venons d'indiquer, comparée à celle qu'il aurait sans condensateur.

S'il n'y a pas de condensateurs on a :

$$I'_p = \frac{E_p}{s_0 + s},$$

et :

$$U'_p = s I'_p,$$

d'où :

$$U'_p = \frac{E_p s}{s_0 + s}.$$

Pour que U_p soit inférieur à U'_p , il faut, comme nous supposons que l'on est au delà de la résonance, que l'on ait :

$$-s_0(c - s) - cs > c(s_0 + s),$$

d'où :

$$c < \frac{s_0 s}{2(s_0 + s)},$$

ou en remplaçant s_0 , s et c par leur valeur :

$$C > \frac{2(l_0 + L)}{p^2 \omega^2 l_0 L}.$$

La valeur critique de C est donc double de celle qui correspond à la résonance ; il en résulte que si la capacité est telle que l'on soit au delà de la résonance du terme principal de la force électromotrice induite, tous les harmoniques d'ordre supérieur (c'est-à-dire au moins $p = 2$) de la tension, comme ceux d'ailleurs des courants dans les génératrices et le condensateur, seront réduits par la présence du condensateur.

Le rapport des harmoniques d'ordre p des tensions à vide dans les deux cas est :

$$\frac{c(s_0 + s)}{s_0(s - c) - cs} = \frac{c(s_0 + s)}{s_0 s - c(s_0 + s)},$$

ou en fonction de $l_0 L$ et C :

$$\frac{l_0 + L}{C p^2 \omega^2 l_0 L - (l_0 + L)}.$$

Si l'on remplace C par sa valeur minima possible pour être à l'abri de la résonance des harmoniques d'ordre supérieur, c'est-à-dire par $\frac{l_0 + L}{\omega^2 l_0 L}$, on obtient pour limite maxima de ce rapport :

$$\frac{1}{p^2 - 1}.$$

La réduction de l'amplitude des harmoniques de la tension croît donc très rapidement avec l'ordre de l'harmonique, et suivant le même rapport que s'il s'agissait d'un simple condensateur aux bornes d'un alternateur, la capacité étant choisie pour la résonance du terme fondamental dans les deux cas.

Passons maintenant au cas un peu plus compliqué où le réseau est supposé en charge, c'est-à-dire la résistance R non infiniment grande. Nous allons voir, qu'en ce qui concerne la différence de potentiel aux bornes tout au moins, les résultats sont les mêmes que dans le cas particulier que nous venons de traiter.

La résistance et l'inductance réduites de R et s et de c ont respectivement pour valeur :

$$\frac{\frac{1}{R}}{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{c-s}{cs}\right)^2} = \frac{A}{A^2 + B^2} \quad \text{et} \quad \frac{\frac{c-s}{cs}}{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{c-s}{cs}\right)^2} = \frac{B}{A^2 + B^2},$$

de sorte que l'intensité du courant dans la génératrice a pour valeur, en ce qui concerne l'harmonique d'ordre p :

$$I_p = \frac{E_p}{\sqrt{\frac{A^2}{(A^2 + B^2)^2} + \left[s_0 + \frac{B}{A^2 + B^2}\right]^2}} = \frac{E_p(A^2 + B^2)}{\sqrt{A^2 + [s_0(A^2 + B^2) + B]^2}} \\ = \frac{E_p \sqrt{A^2 + B^2}}{\sqrt{1 + 2Bs_0 + s_0^2(A^2 + B^2)}}.$$

Mais I_p a également pour valeur en fonction de U_p :

$$I_p = \frac{U_p}{\sqrt{\frac{A^2}{(A^2 + B^2)^2} + \frac{B^2}{(A^2 + B^2)^2}}} = U_p \sqrt{A^2 + B^2}.$$

On en déduit donc :

$$U_p = \frac{E_p}{\sqrt{1 + 2Bs_0 + s_0^2(A^2 + B^2)}}.$$

Quant au courant traversant le condensateur, sa valeur I_p^c est :

$$I_p^c = \frac{U_p}{c} = \frac{E_p}{c \sqrt{1 + 2Bs_0 + s_0^2(A^2 + B^2)}}.$$

Sur ces expressions, on voit que la résonance ne se produira plus pour la tension et n'existera plus dans le condensateur pour la même valeur de la capacité.

Examinons tout d'abord le cas de la différence de potentiel qui, en somme, est le plus intéressant en ce qui concerne l'épuration de la courbe de tension aux bornes du réseau. La résonance se produira pour la capacité rendant minima la quantité sous le radical du dénominateur de l'expression de U_p . Or, cette quantité peut s'écrire sous la forme :

$$(1 + Bs_0)^2 + s_0^2 A^2 = \left(1 + s_0 \frac{c - s}{cs}\right)^2 + \frac{s_0^2}{R^2}.$$

Cette expression sera donc minima pour la valeur de c annulant le premier terme, à-dire pour :

$$cs + s_0(c - s) = 0,$$

ou :

$$c = \frac{s_0 s}{s_0 + s};$$

c'est donc bien la même valeur de l'inductance de capacité que dans le cas où le réseau est à vide.

Il n'en est plus de même si l'on cherche, au contraire, le minimum de l'expression du courant dans le condensateur I_p^c .

Le dénominateur a alors pour carré :

$$c^2 [1 + 2Bs_0 + s_0^2(A^2 + B^2)] = c^2 [(1 + Rs_0)^2 + s_0^2 A^2] \\ = c^2 \left[\left(s + s_0 \frac{c - s}{cs}\right)^2 + \frac{s_0^2}{R^2} \right].$$

La dérivée de cette quantité égale à zéro conduit pour c à la valeur :

$$c = \frac{s_0 s (s_0 + s)}{(s_0 + s)^2 + \frac{s_0^2 s^2}{R^2}}.$$

et par suite :

$$C = \frac{l_0 + L}{p^2 \omega^2 l_0 L} + \frac{1}{R^2} \frac{l_0 L}{l_0 + L}.$$

La résonance d'un harmonique d'ordre p du courant dans le condensateur aura donc bien lieu pour une capacité différente de celle correspondant à la résonance de l'harmonique de même ordre de la tension. La valeur limite au-dessous de laquelle il ne faudrait pas descendre, si l'on veut éviter les deux séries de résonances, sera donc :

$$\frac{l_0 + L}{\omega^2 l_0 L} + \frac{1}{R^2} \frac{l_0 L}{l_0 + L},$$

et cette limite sera d'autant plus élevée que le réseau sera plus chargé.

Toutefois, l'effet de la résonance du courant dans le condensateur n'aurait d'influence que sur l'échauffement du condensateur et des dynamos, car la valeur de l'harmonique correspondant de la différence de potentiel aux bornes n'en serait pas moins réduite, comme nous allons le voir.

Cherchons maintenant dans quelle condition de capacité les harmoniques de la tension se trouvent réduits par la présence du condensateur.

S'il n'y a pas de condensateur, on a en faisant $c = \infty$:

$$U_p' = \frac{E_p}{\sqrt{\left(1 + \frac{s_0}{s}\right)^2 + \frac{s_0^2}{R^2}}}.$$

Pour que U_p soit inférieur à U_p' , il faut donc que l'on ait :

$$\left(1 + s_0 \frac{c-s}{cs}\right) + \frac{s_0^2}{R^2} > \left(1 + \frac{s_0}{s}\right)^2 + \frac{s_0^2}{R^2},$$

ou en remarquant que la quantité $1 + s_0 \frac{c-s}{cs}$ est négative pour une capacité au delà de la résonance :

$$s_0 \frac{s-c}{cs} - 1 > 1 + \frac{s_0}{s},$$

ce qui conduit encore ici à :

$$c < \frac{s_0 s}{2(s_0 + s)},$$

ou :

$$C > \frac{2(l_0 + L)}{p^2 \omega^2 l_0 L}.$$

Les conclusions sont donc les mêmes, dans ce cas plus général, que dans le cas particulier traité plus haut. Il est intéressant de remarquer, de plus, que la valeur de C assurant la réduction des harmoniques supérieurs de la différence de potentiel aux bornes, ne dépend pas des conditions de charge du réseau.

Il n'est pas sans intérêt également de voir quelle est l'influence de la self-induction des génératrices sur l'importance de la capacité nécessaire pour assurer l'épuration de la courbe de la tension aux bornes et éviter les résonances. Il suffit, pour cela, de mettre l'expression de C sous la forme :

$$C = \frac{1}{p^2 \omega^2} \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{l_0} \right),$$

elle montre que C devra être d'autant plus petit que les coefficients de self-induction des génératrices et de la ligne seront plus grands. En particulier, lorsque la self-induction des alternateurs est nulle, le condensateur n'a plus aucune influence sur les harmoniques.

On n'a donc pas intérêt à choisir des machines avec une très faible self-induction, l'on veut se mettre à l'abri des résonances et amoindrir l'amplitude des harmoniques.

Le rapport des amplitudes des harmoniques d'ordre p avec ou sans l'emploi de saturateur est :

$$\sqrt{\frac{\left(1 + \frac{s_0}{s}\right)^2 + \frac{s_0^2}{R^2}}{\left(1 + s_0 \frac{c-s}{cs}\right)^2 + \frac{s_0^2}{R^2}}}$$

on peut l'écrire plus simplement :

$$\sqrt{\frac{1 + \frac{s_0^2 s^2}{c^2} - 2 \frac{s_0 s}{c} (s + s_0)}{(s + s_0)^2 + \frac{s_0^2 s^2}{R^2}}} = \sqrt{\frac{1 + \frac{p^2 \omega^4 l^2 L^2 C^2}{(l+L)^2} - 2 p^2 \omega^2 / L (l+L) C}{1 + \frac{p^2 \omega^2 l^2 L^2}{R^2}}}$$

Si l'on y remplace C par la valeur minima possible pour être à l'abri de la résonance à-dire $\frac{l_0 + L}{\omega^2 l_0 L}$, on a :

$$\sqrt{\frac{1 + \frac{p^2 (p^2 - 2)}{1 + \frac{p^2 \omega^2 l_0^2 L^2}{R^2} (l_0 + L)^2}}{1 + \frac{p^2 \omega^2 l^2 L^2}{R^2}}}$$

la réduction est encore d'autant plus grande que l'ordre de l'harmonique est plus élevé.

Application. — Pour montrer l'importance de la batterie de condensateurs qu'il faut employer pour être à l'abri des effets de résonance, examinons un cas particulier si

Supposons qu'il s'agisse d'une installation de 10 000 kilovolts-ampères sous une tension de 10 000 volts et avec un facteur de puissance de 0,8.

Le débit en pleine charge sera de 1 000 ampères pour un courant watté de 800 ampères, l'intensité du courant magnétisant aura pour valeur :

$$1000 \times \sqrt{1 - 0,8^2} = 600 \text{ ampères.}$$

L'inductance du réseau sera donc de :

$$\omega L = \frac{10000}{600} = 16,67 \text{ ohms,}$$

et sa résistance :

$$R = \frac{10000}{800} = 12,5 \text{ ohms.}$$

Admettons que la force électromotrice de self-induction des génératrices soit le quart de la tension normale, on en déduit :

$$\omega l = \frac{2500}{1000} = 2,5 \text{ ohms.}$$

La capacité critique pour le terme fondamental de la tension périodique sera donc :

$$c = \frac{\omega^2 L}{\omega (l + L)} = \frac{2,5 \times 16,67}{2,5 + 16,67} = 1,17 \text{ ohms.}$$

La puissance de la batterie nécessaire atteindrait donc l'énorme valeur de :

$$\frac{U^2}{c} = \frac{10000^2}{1,17} = 85000 \text{ kilovolts-ampères.}$$

On ne peut donc songer à se mettre à l'abri de la résonance pour le terme fondamental, mais on peut se contenter de n'agir que sur les harmoniques d'ordre supérieur à 3 ainsi que cela est suffisant pour les distributions à courants triphasés qui n'ont pas ce troisième harmonique à craindre.

Si l'on se contentait, par exemple, de se mettre à l'abri de la résonance du troisième harmonique, on aurait pour la capacitance normale :

$$c = 3^2 \times 2,17 = 19,5 \text{ ohms,}$$

de sorte que la puissance de la batterie se trouverait réduite à :

$$\frac{U^2}{c} = \frac{10000^2}{19,5} = 5200 \text{ kilovolts-ampères.}$$

Dans ce cas, le condensateur fournirait un courant déwatté de 520 ampères, c'est-à-dire un peu inférieur au courant magnétisant nécessaire au réseau, et l'amplitude de l'harmonique d'ordre 5 serait réduite de plus de moitié.

Cet exemple montre donc, en somme, qu'en se servant d'une batterie de condensateurs pour fournir les courants déwattés nécessaires au réseau, on réduit les harmoniques de la tension à partir du cinquième.

2° RÉSEAU AVEC CAPACITÉ UNIFORMÉMENT RÉPARTIE.

Proposons-nous, en second lieu, d'examiner l'influence de la capacité d'un réseau sur les harmoniques de la tension aux bornes.

Il nous faut, tout d'abord, établir les expressions de la tension et du courant en un point quelconque du réseau. Pour cela, nous admettrons que celui-ci est réduit à une ligne d'une certaine longueur, que, pour plus de simplicité, nous supposerons dénuée de résistance.

Ce calcul a été fait par plusieurs auteurs, nous emploierons, pour le cas particulier qui nous occupe, la méthode des imaginaires de Steinmetz.

Désignons par s la self-inductance par unité de longueur, par c l'inductance de capacité et par u et i la différence de potentiel et le courant en un point quelconque de la ligne, le tout pour un harmonique d'ordre p . Prenons comme sens positif celui de l'énergie croissante, c'est-à-dire celui allant des appareils récepteurs aux appareils générateurs. La variation de courant dans un élément de longueur dx et, par suite, de capacitance $\frac{c}{dx}$ est :

$$di = \frac{u}{c} dx \sqrt{-1},$$

ce courant étant décalé en avant de la tension d'un quart d'onde.

La diminution de tension due à la self-inductance sdx de l'élément a pour valeur :

$$du = isdx \sqrt{-1}.$$

On en déduit en différentiant :

$$\frac{d^2 u}{dx^2} = \frac{di}{dx} s \sqrt{-1} = -\frac{us}{c}.$$

Pour résoudre cette équation posons :

$$u = ae^{vz}.$$

On obtient en prenant la dérivée seconde et en substituant dans l'équation précédente :

$$v^2 = -\frac{s}{c} \quad \text{ou} \quad v = \pm \sqrt{\frac{s}{c}} \sqrt{-1}.$$

La solution générale de l'équation est donc :

$$u = ae^{\sqrt{\frac{s}{c}}x\sqrt{-1}} + be^{-\sqrt{\frac{s}{c}}x\sqrt{-1}},$$

ou, en remplaçant les exponentielles imaginaires par leurs valeurs en fonction de sinus et cosinus des parties réelles des exposants :

$$\begin{aligned} u &= a \left(\cos \sqrt{\frac{s}{c}}x + \sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}}x \right) + b \left(\cos \sqrt{\frac{s}{c}}x - \sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}}x \right) \\ &= (a+b) \cos \sqrt{\frac{s}{c}}x + (a-b)\sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}}x \\ u &= A \cos \sqrt{\frac{s}{c}}x + B\sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}}x. \end{aligned}$$

On en déduirait pour le courant i :

$$i = \frac{du}{dx} \frac{1}{s\sqrt{-1}} = \frac{1}{s} \left(B\sqrt{\frac{s}{c}} \cos \sqrt{\frac{s}{c}}x + A\sqrt{\frac{s}{c}}\sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}}x \right).$$

Pour déterminer les constantes A et B, il nous suffit d'écrire qu'à l'extrémité réceptrice c'est-à-dire pour $x=0$, l'on a :

$$u = U_r, \quad i = I_r,$$

U_r et I_r étant les valeurs efficaces de la tension et du courant à l'extrémité réceptrice de l'harmonique d'ordre p .

On en déduit :

$$A = U_r \quad \text{et} \quad B = I_r\sqrt{cs}.$$

Les valeurs de u et i sont donc :

$$\begin{aligned} u &= U_r \cos \sqrt{\frac{s}{c}}x + I_r\sqrt{cs}\sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}}x \\ i &= I_r \cos \sqrt{\frac{s}{c}}x + U_r\sqrt{\frac{1}{cs}}\sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}}x. \end{aligned}$$

Aux bornes de la génératrice, c'est-à-dire pour une valeur de x égale à la longueur de la ligne, on aura, pour les valeurs efficaces U et I de la différence de potentiel et du courant transmis par la machine, en supposant que s et c soient maintenant les inductances et capacités totales de la ligne :

$$\begin{aligned} U &= U_r \cos \sqrt{\frac{s}{c}} + I_r\sqrt{cs}\sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} \\ I &= I_r \cos \sqrt{\frac{s}{c}} + \frac{U_r}{\sqrt{cs}}\sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}}. \end{aligned}$$

Supposons d'abord que le réseau se réduise à une inductance $\sigma = p\omega L$ et une résistance R montées en série, on aura alors pour valeur du courant I_r de l'harmonique d'ordre

$$I_r = \frac{U_r}{R} - \frac{U_r}{\sigma} \sqrt{-1}.$$

La valeur de l'harmonique d'ordre p de la différence de potentiel aux bornes sera

$$\begin{aligned} U &= U_r \cos \sqrt{\frac{s}{c}} + \left(\frac{U_r}{R} - \frac{U_r}{\sigma} \sqrt{-1} \right) \sqrt{cs}\sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} \\ &= U_r \left[\cos \sqrt{\frac{s}{c}} + \frac{\sqrt{cs}}{R} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} + \frac{\sqrt{cs}}{\sigma} \sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} \right]. \end{aligned}$$

expression dont le module est :

$$U = U_r \sqrt{\left(\cos \sqrt{\frac{s}{c}} + \frac{\sqrt{cs}}{\sigma} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} \right)^2 + \frac{cs}{R^2} \sin^2 \sqrt{\frac{s}{c}}}.$$

La valeur du courant est de même :

$$\begin{aligned} I &= \left(\frac{U_r}{R} - \frac{U_r}{\sigma} \sqrt{-1} \right) \cos \sqrt{\frac{s}{c}} + \frac{U_r}{\sqrt{sc}} \sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} \\ &= U_r \left[\frac{1}{R} \cos \sqrt{\frac{s}{c}} - \sqrt{-1} \left(\frac{1}{\sigma} \cos \sqrt{\frac{s}{c}} - \frac{1}{\sqrt{cs}} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} \right) \right]. \end{aligned}$$

et par suite :

$$I = U_r \sqrt{\frac{1}{R^2} \cos^2 \sqrt{\frac{s}{c}} + \left(\frac{1}{\sigma} \cos \sqrt{\frac{s}{c}} - \frac{1}{\sqrt{cs}} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} \right)^2}.$$

Pour avoir finalement la valeur de l'harmonique d'ordre p de la force électromotrice induite, nous n'avons qu'à former la quantité :

$$U + s_0 I \sqrt{-1}$$

s_0 étant l'inductance de la génératrice.

On a donc :

$$\begin{aligned} E_p &= U_r \left\{ \cos \sqrt{\frac{s}{c}} + \frac{\sqrt{cs}}{\sigma} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} + \frac{\sqrt{cs}}{R} \sqrt{-1} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} \right. \\ &\quad \left. + s_0 \sqrt{-1} \left[\frac{1}{R} \cos \sqrt{\frac{s}{c}} - \sqrt{-1} \left(\frac{1}{\sigma} \cos \sqrt{\frac{s}{c}} - \frac{1}{\sqrt{cs}} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} \right) \right] \right\} \\ &= U_r \left[\frac{1}{\sqrt{cs}} \left(\sqrt{cs} \cos \sqrt{\frac{s}{c}} - s_0 \sin \sqrt{\frac{s}{c}} \right) + \frac{1}{\sigma} \left(\sqrt{cs} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} + s_0 \cos \sqrt{\frac{s}{c}} \right) \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{-1} \frac{1}{R} \left(\sqrt{cs} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} + s_0 \cos \sqrt{\frac{s}{c}} \right) \right], \end{aligned}$$

expression dont le module est :

$$E_p = U_r \sqrt{\left(\frac{A}{\sqrt{cs}} + \frac{B}{\sigma} \right)^2 + \frac{B^2}{R^2}},$$

en posant :

$$A = \sqrt{cs} \cos \sqrt{\frac{s}{c}} - s_0 \sin \sqrt{\frac{s}{c}}$$

et

$$B = \sqrt{cs} \sin \sqrt{\frac{s}{c}} + s_0 \cos \sqrt{\frac{s}{c}}.$$

On en déduira les valeurs de I_r , I et U en fonction de E_p .

Si la ligne n'avait pas de capacité, on aurait évidemment :

$$\begin{aligned} E_p &= U_r + (s + s_0) I_r \sqrt{-1} \\ &= U_r \left[1 + (s_0 + s) \left(\frac{1}{R} - \frac{\sqrt{-1}}{\sigma} \right) \sqrt{-1} \right] \\ &= U_r \left[1 + \frac{s_0 + s}{\sigma} + \frac{s_0 + s}{R} \sqrt{-1} \right], \end{aligned}$$

..

expression dont le module est :

$$E_p = U_r \sqrt{\left(1 + \frac{s_0 + s}{\sigma}\right)^2 + \left(\frac{s_0 + s}{R}\right)^2}.$$

La condition pour que l'harmonique d'ordre p soit réduit par la présence de la ca la ligne est donc que l'on ait :

$$\left(\frac{A}{\sqrt{cs}} + \frac{B}{\sigma}\right)^2 + \frac{B^2}{R^2} > \left(1 + \frac{s_0 + s}{\sigma}\right)^2 + \left(\frac{s_0 + s}{R}\right)^2.$$

La discussion de cette inégalité serait impossible dans le cas général, mais on pe dérer quelques cas particuliers qui montrent assez bien la nature des phénomènes peut rencontrer suivant l'ordre de grandeur de la capacité de la ligne.

Un des cas les plus intéressants est celui où la self-induction de la ligne est nég c'est-à-dire le cas d'un réseau en câbles concentriques. Si l'on fait $s = 0$ dans l'inég cédente, on obtient, en remarquant que $\frac{1}{\sqrt{cs}} \sin \sqrt{\frac{s}{c}}$ se réduit alors à $\frac{1}{c}$,

$$\left(1 - \frac{s_0}{c} + \frac{s_0}{\sigma}\right)^2 + \frac{s_0^2}{R^2} > \left(1 + \frac{s_0}{\sigma}\right)^2 + \frac{s_0^2}{R^2}$$

$$\text{d'où :} \quad \pm \left(1 - \frac{s_0}{c} + \frac{s_0}{\sigma}\right) > 1 + \frac{s_0}{\sigma}.$$

Le signe — est seul à considérer et conduit à :

$$c < \frac{s_0 \sigma}{2(s_0 + \sigma)},$$

ou

$$C > \frac{2(l_0 + L)}{\rho^2 \omega^2 l_0 L}.$$

La condition de réduction des harmoniques d'ordre supérieur est donc la même capacité n'était pas répartie et simplement placée en dérivation aux bornes du rése lisation, ce qui est une conséquence d'ailleurs de ce que nous avons supposé la résistance nulle.

Un second cas intéressant est celui où la quantité sous le signe sinus est égale à : revient à :

$$\omega \sqrt{LC} = 2\pi.$$

Dans ce cas, l'inégalité se réduit à :

$$\left(1 + \frac{s_0}{\sigma}\right)^2 + \frac{s_0^2}{R^2} > \left(1 + \frac{s_0 + s}{\sigma}\right)^2 + \left(\frac{s_0 + s}{R}\right)^2$$

ce qui est impossible.

Il en serait encore de même pour :

$$\omega \sqrt{LC} = \pi.$$

On peut en conclure que, pour une capacité augmentant, certains harmoniques finir par être renforcés et d'autres diminués et que, par suite, la présence de la se tion dans la ligne aura probablement pour effet, dans certains cas, de renforcer harmoniques de la différence de potentiel.

Un dernier cas, plus voisin de la pratique, est celui de l'extension de la ligne. Dai le produit cs restant sensiblement constant et $\sqrt{\frac{s}{c}}$ augmentant proportionnellement

longueur, le premier membre de l'inégalité à remplir pour la réduction des harmoniques de la courbe de la tension, passera périodiquement par les mêmes valeurs, tandis que le second membre ira en augmentant, ce qui accroîtra la difficulté de l'épuration si elle est possible, ou augmentera le renforcement des harmoniques.

En somme, le seul cas où l'on puisse être à l'abri des résonances et où les harmoniques d'ordre supérieur de la tension aux bornes sont réduits par la capacité est celui des câbles concentriques, c'est-à-dire des câbles sans self-induction appréciable.

C.-F. GUILBERT.

MOTEURS MONOPHASÉS COMPENSÉS SANS BALAIS D'EXCITATION

Il résulte des essais communiqués précédemment⁽¹⁾ que, même avec une dispersion magnétique très forte, le moteur à répulsion compensé dans le stator peut travailler sans décalage. Le moteur qui avait servi pour ces essais et dont nous donnons d'ailleurs une vue photographique (fig. 9) avait en effet un coefficient de dispersion magnétique supérieur à 10 %.

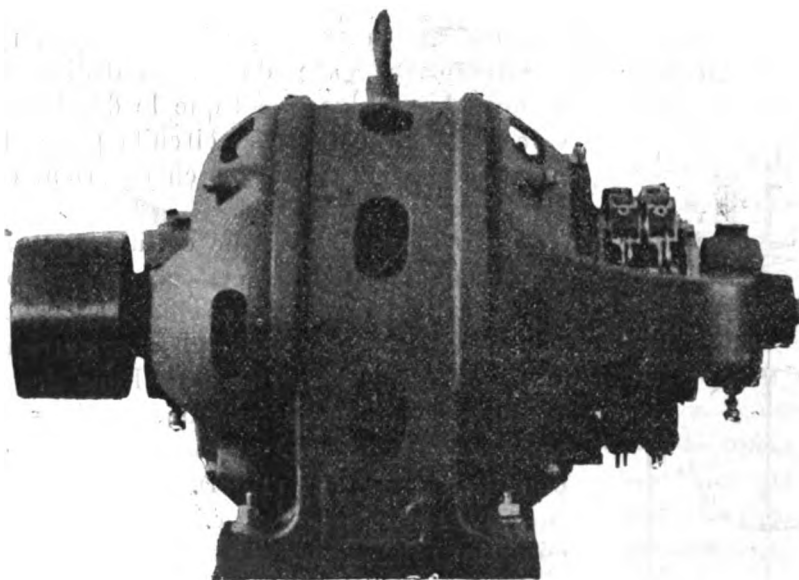


Fig. 9.

Nous croyons intéressant d'ajouter encore quelques résultats d'essais obtenus sur des moteurs plus grands, mettant bien en évidence l'efficacité du procédé de compensation que nous avons exposé, non seulement au-dessus, mais aussi en dessous du synchronisme, si la dispersion magnétique ne dépasse pas les valeurs courantes.

Le moteur dont la figure 10 donne une vue générale est un moteur de traction du type TM₂₆ de la Société alsacienne de constructions mécaniques et peut donner 75 chevaux à 50 périodes ou 60 chevaux à 25 périodes. Son rotor comporte un enroulement imbriqué à barres,

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, du 31 mars 1906, p. 482.

relié au collecteur à raison d'une spire par secteur. L'enroulement du stator complètement des barres, mais montées en série d'après le schéma de la figure 11.

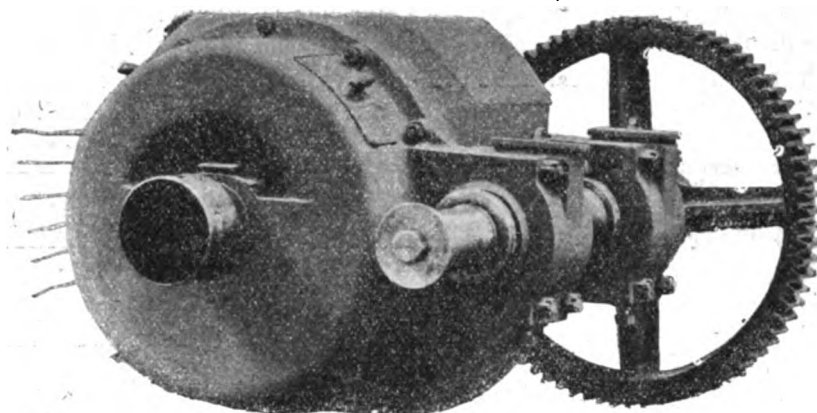


Fig. 10.

On voit sans peine que ce schéma est équivalent au schéma-type (fig. 1) ⁽¹⁾, il forme l'axe du circuit de compensation avec l'axe du circuit d'alimentation même sens et plus grand que le décalage des caractéristiques des deux circuits peuvent d'ailleurs être identiques ou non, cela ne change rien, en principe, aux équations de condition.

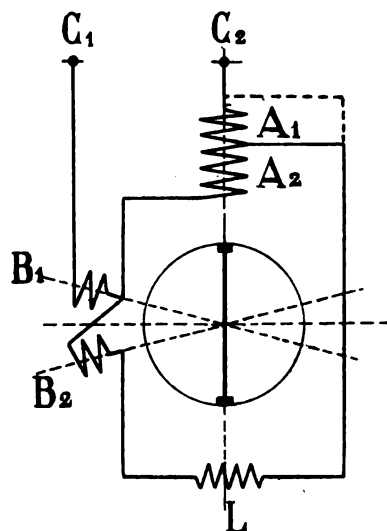


Fig. 11.

L'enroulement statorique est uniformément réparti sur des entailles demi-fermées et se compose de quatre tronçons A_1 , A_2 et B_1 , B_2 dont les deux derniers sont disposés symétriquement par rapport à la perpendiculaire à la ligne des balais d'affecter simplement les tronçons A_2 et B_2 au circuit de compensation, on peut également, comme c'est pointillé sur la figure 11, former ce circuit avec les tronçons $A_1 + A_2$ et $B_1 + B_2$; les deux circuits remplissent les conditions théoriques dont la formule générale de la répartition du stator dans une direction comprise entre la ligne des balais et la perpendiculaire à cette ligne.

Il importe de noter que les tronçons B_1 et B_2 comprennent le nombre de spires nécessaires pour compenser un désaxement avantageux aux circuits d'alimentation.

compensation par rapport à la ligne des balais. Dans le cas qui nous occupe où $A_1 = A_2$ et $B_1 = B_2$, les enroulements A occupent huit et les enroulements B deux spires par pôle.

Notons enfin que en vue de la présente note on avait adopté une fréquence de 50 Hz pour s'affranchir dans la mesure du possible de l'action compensatrice des courants de commutation très prononcée aux fréquences élevées. L'influence des pertes

⁽¹⁾ *Eclairage Electrique*, du 23 décembre 1905, p. 441.

étant d'ailleurs plus sensible à 25 périodes, on s'est placé non seulement au point de vue de la compensation mais aussi au point de vue du rendement dans des conditions d'essai moins avantageuses qu'avec 50 périodes par exemple.

Nous commençons par donner les caractéristiques en court-circuit et à vide du moteur, ainsi que la caractéristique du rhéostat de self employé dans le circuit de compensation.

Les courbes I_{cc} et P_{cc} de la figure 12 donnent, en fonction de la tension d'alimentation, le courant statorique et la consommation du moteur, le circuit de compensation étant coupé et les balais ramenés au calage zéro.

Les courbes I_0 et P_0 de la figure 13 donnent le courant et

la consommation à vide du moteur, les balais étant levés. On tire de ces courbes comme valeur apparente du coefficient de dispersion à l'état non saturé du moteur: $d=0,055$, tandis qu'aux environs de 500 volts, où la saturation se fait déjà sentir, cette valeur atteint près de 0,07.

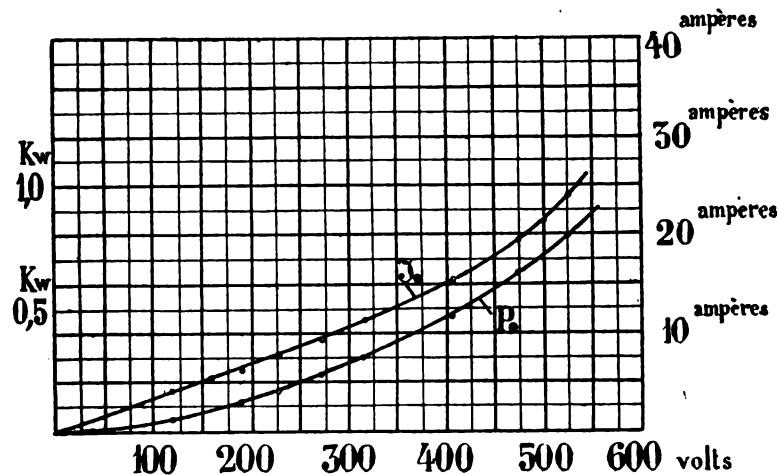


Fig. 13.

Dans les figures 15, 16 et 17 nous donnons 3 séries de courbes qui ont été relevées en maintenant constant, pour chaque série, le courant d'alimentation et en faisant varier la vitesse.

Les courbes de la tension d'alimentation E , du facteur de puissance $\cos \varphi$, du courant de compensation I_3 , de la puissance absorbée P_1 et de la tension aux bornes du rhéostat de self E_3 ont toutes été portées en fonction de la vitesse comme abscisses.

Les 3 valeurs admises pour le courant d'alimentation étaient 50, 75 et 100 ampères. Avec 50 ampères (fig. 15), le moteur est parfaitement compensé entre 280 et 400 tours. Entre ces limites de vitesse, on a donc automatiquement $\cos \varphi = 1$ avec la même inductance dans le circuit de compensation. Notons d'ailleurs que le moteur montre une compensation parfaite

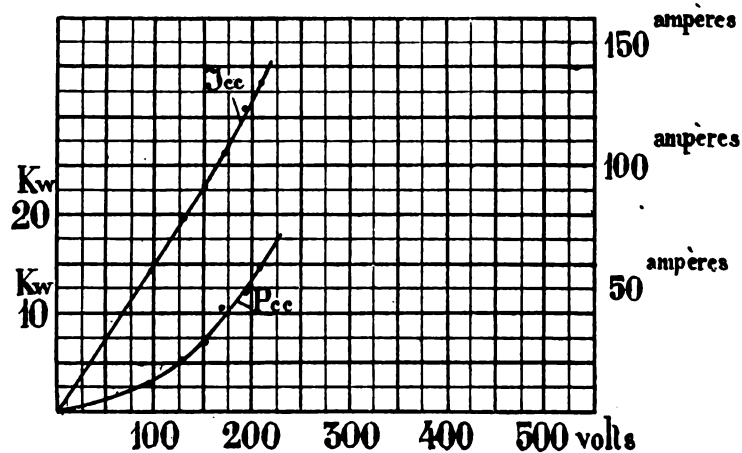


Fig. 12.

En rapprochant de la caractéristique à vide du moteur la caractéristique I_3 du rhéostat de self (fig. 14), on voit que son inductance est à peu près 5 fois plus petite que l'inductance statorique du moteur. La consommation P_3 ne présente qu'un intérêt accidentel.

Nous allons pouvoir donner maintenant les résultats d'essais du moteur en charge.

déjà bien en dessous du synchronisme et qu'il se distingue en cela des moteurs pensés possédant, en plus, des balais courants suivant l'axe primaire; ceux ne donnent, comme $\cos \varphi = 1$ qu'au synchronisme.

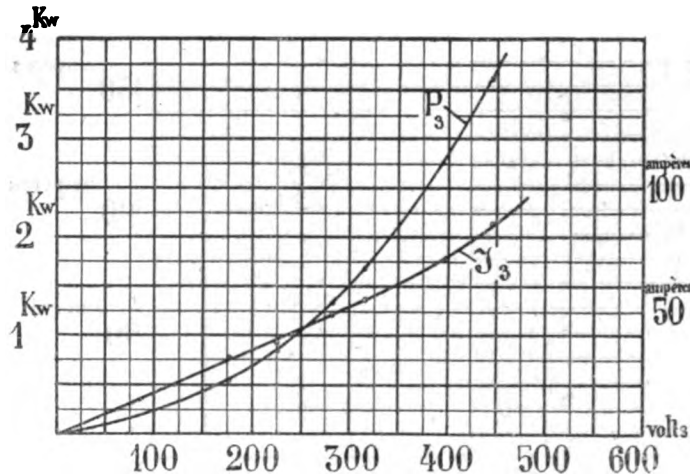


Fig. 14.

avec 100 ampères, 450 à 550 volts et travaille par conséquent, dans la partie caractéristique (fig. 13), où la dispersion magnétique devient de plus en plus forte. En plus de cela, la saturation croissante dans cette région appelle des harmoniques de courants qui ont également pour effet de faire baisser le facteur de puissance dans une certaine mesure.

Il suffirait, pour obtenir la compensation du moteur au-dessus de 330 tours, d'augmenter convenablement le courant de compensation J_3 à mesure que la saturation se fait sentir, en diminuant l'inductance du rhéostat de compensation ou, mieux encore, en faisant coïncider le

coude de sa caractéristique avec celui de la caractéristique primaire du moteur.

Les courbes de la tension d'alimentation, du courant de compensation et de la

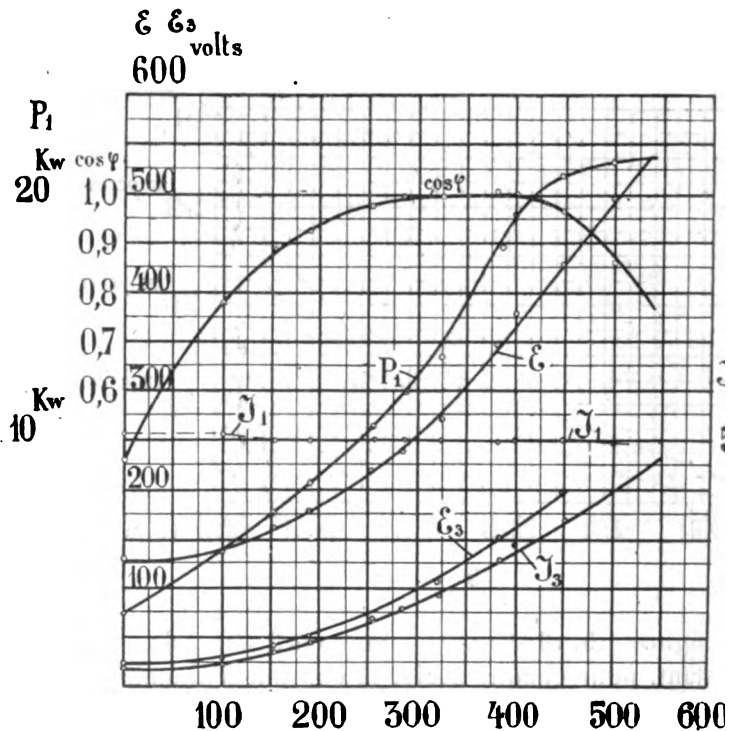


Fig. 15.

(1) J. K. Sumec, E. T. Z., 1906, p. 399; Dr F. Eichberg, E. T. Z., 1906, p. 771.

absorbée ont ceci de commun qu'elles croissent toutes plus que linéairement avec la vitesse.

Il peut être intéressant au point de vue électrique de comparer les kilovoltampères absorbés par le rhéostat de compensation aux kilovoltampères totaux que prend le moteur. On tire directement des figures 15, 16, 17 qu'au synchronisme, par exemple, ce rapport reste en dessous de $1/5$ et diminue jusqu'à $1/8$ pour 300 tours dans les 3 cas. Ces chiffres permettent de juger de l'efficacité du procédé de compensation qui vient

d'être décrit ainsi que du peu de sacrifices qu'il nécessite. On en conclue, en particulier, que

le rendement du moteur à répulsion compensé sera tout aussi bon que celui d'un moteur à répulsion ordinaire, ce qui se trouve confirmé d'ailleurs par les essais. Avec le calage $\theta = 18^\circ$ par exemple et un courant d'alimentation de 50 ampères, on a trouvé entre 300 et 400 tours des rendements variant entre 83 et 86 % et passant par un maximum au synchronisme. Il est à remarquer que le calage des balais peut influencer sensiblement la valeur du rendement. Pour un décalage moitié moindre, par exemple, les rendements obtenus étaient de plusieurs % inférieurs aux précédents. Cela ne peut surprendre si on se rappelle ce qui a été démontré dans une étude précédente, en particulier, qu'une diminution de décalage a pour effet d'augmenter la perméance du moteur en le chargeant davantage comme ampérage. Le calage le plus favorable, au point de vue rendement, dépendra donc essentiellement des données constructives du moteur, c'est-à-dire du rapport entre les pertes Joule et les pertes fer aux régimes

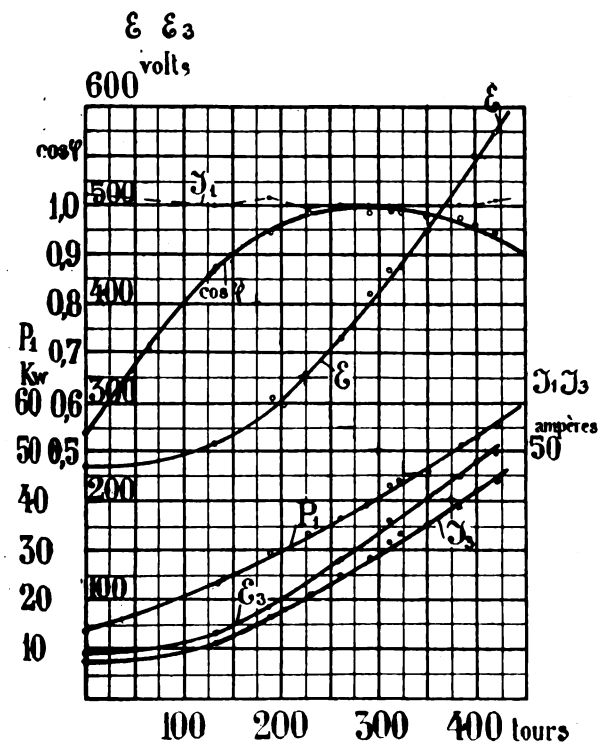


Fig. 17.

envisagés. Tandis qu'avec le moteur à répulsion ordinaire il est difficile de faire coïncider

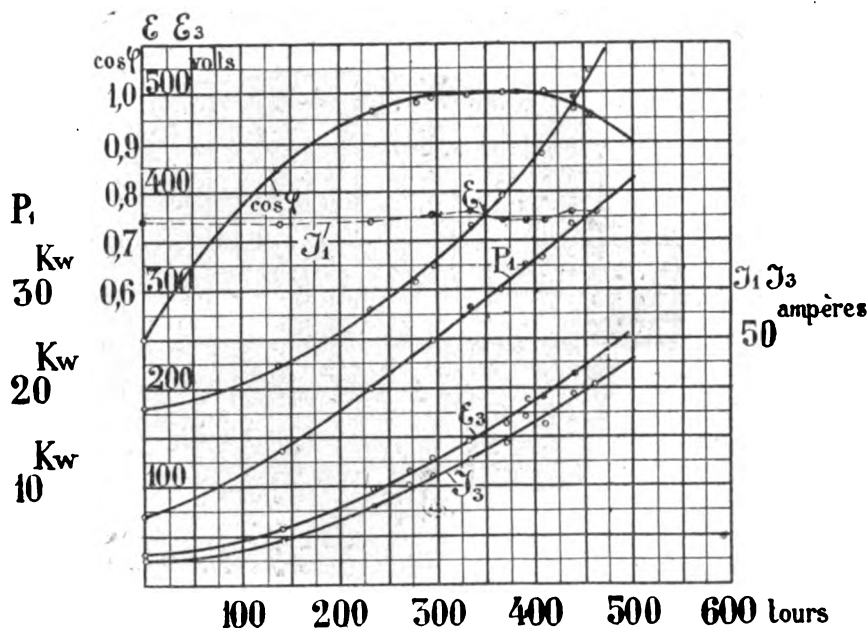


Fig. 16.

ce calage avec le calage correspondant au meilleur $\cos \varphi$, cette difficulté disparaît avec le moteur à répulsion compensé.

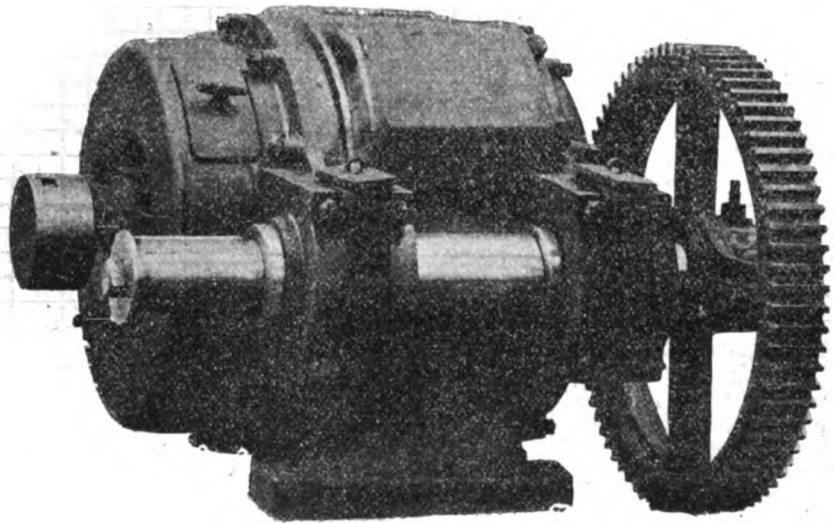


Fig. 18.

Il nous reste à dire que toutes les lectures ont été faites avec des appareils étalonnés. En particulier on a comparé à l'aide d'une résistance non inductive, par laquelle on a pu passer un courant sinusoïdal, les kilovoltampères avec les kilowatts, en se servant de

appareils qu'on avait employés pour l'étalonnage. Les différences relevées étaient de l'ordre de 1 % au maximum, de sorte que l'exactitude des courbes du $\cos \varphi$ est certainement de cet ordre.

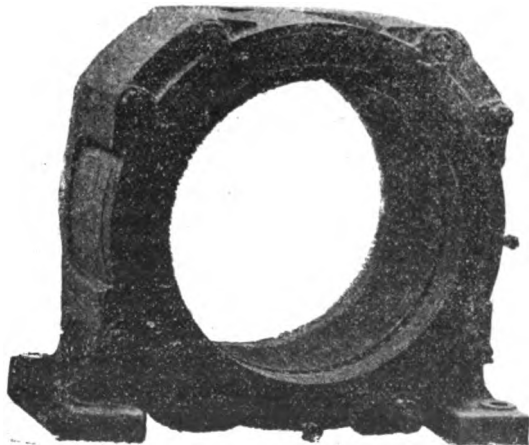


Fig. 19.

Au point de vue de la commutation, le moteur se comporte d'une façon irrégulière aussi bien à 25 qu'à 50 périodes, grâce au dispositif de commutation dont il est muni. Il a déjà été vaguement question au cours de cette note.

En pratique il est intéressant de se demander quelle est la valeur limite de l'inductance de compensation avec laquelle on peut obtenir la compensation pour une donnée du moteur. En effet, si, d'un autre côté, l'utilité de la compensation paraît indouteuse, il n'en est pas moins vrai qu'en abondant

côté-là, en surcompensant le moteur par exemple, on risque d'un autre côté de le pousser dans des conditions de fonctionnement désavantageuses en tant que rendement et échauffement.

Parmi les essais qu'on a entrepris dans cet ordre d'idées, nous relevons de nombreuses observations qui ont porté sur un moteur de levage de construction semblable à

précédent. Ce moteur (fig. 18 et 19) se distingue toutefois du précédent par le montage de l'enroulement statorique. Le stator comporte en effet deux tronçons A_1 et A_2 (fig. 20), désaxés symétriquement par rapport à la ligne des balais, et un tronçon auxiliaire B désaxé de 90° par rapport à l'axe des balais. Des 10 entailles par pôle, 2×4 ont été réservées aux tronçons A_1 et A_2 et 2 au tronçon B. De la sorte les enroulements A_1 et A_2 se trouvent désaxés entre eux de 4 entailles et de ± 2 entailles par rapport à la ligne des balais. En affectant, comme dans le schéma (fig. 20), le tronçon A_2 au circuit de compensation, on voit que les conditions de désaxement entre les circuits de compensation et d'alimentation par rapport à la ligne des balais se trouvent parfaitement remplies. Le montage (fig. 20) présente d'ailleurs un certain avantage au point de vue de l'utilisation de l'enroulement statorique qui reste intégralement affecté au circuit d'alimentation que l'on compense ou non, tandis qu'avec le schéma (fig. 11) on désaffecte l'enroulement B_2 en même temps que l'on coupe le rhéostat de compensation. Cette particularité du schéma (fig. 20) mérite d'autant plus d'attention que les kilovolt-ampères mis en jeu pour la compensation représentent en général une fraction infime, 10 à 20 % au plus, de la puissance absorbée par le moteur.

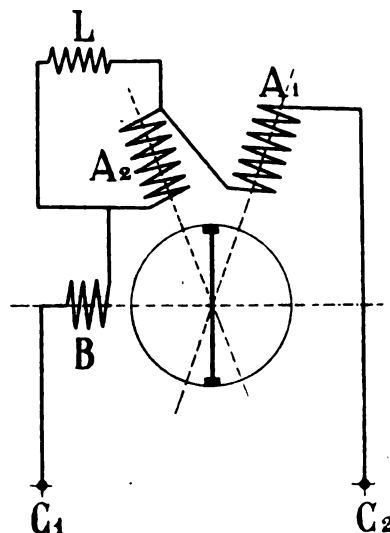


Fig. 20.

Les caractéristiques à vide et en court-circuit du moteur correspondant sensiblement aux courbes des figures 12 et 13 à 25 périodes, il ne nous reste qu'à expliquer les épures (fig. 21 et fig. 22).

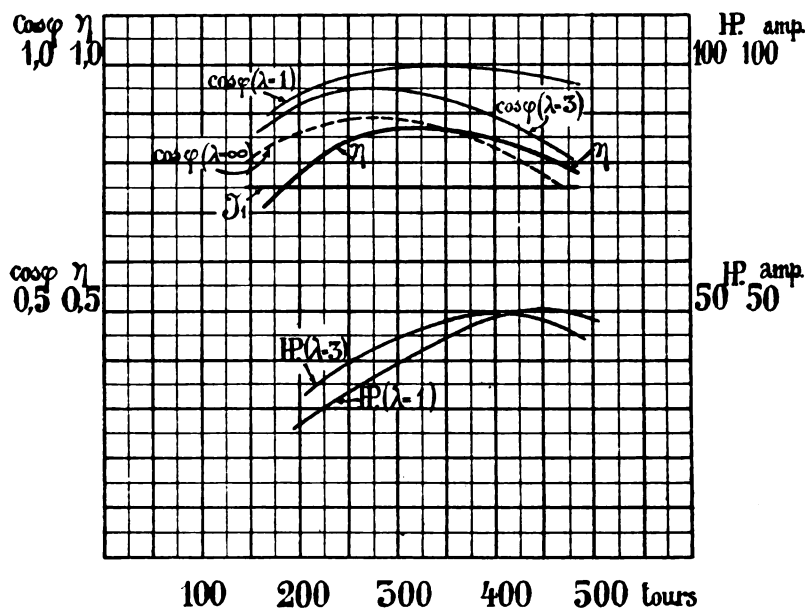


Fig. 21.

aux courbes des figures 12 et 13 à 25 périodes, il ne nous reste qu'à expliquer les épures (fig. 21 et fig. 22). Les courbes de la figure 21 ont toutes été relevées en maintenant l'ampérage primaire à 75 ampères. On voit qu'en montage ordinaire, sans compensation, le facteur de puissance $\cos \varphi$ ($\lambda = \infty$) ne dépasse guère 0,89, tandis qu'avec $\lambda = 3$ on arrive déjà à 0,95 et à la compensation parfaite pour $\lambda = 1$; cette dernière valeur pour le rhéostat de compensation L répond sensiblement aux caractéristiques (fig. 14).

On s'est contenté de donner

la courbe du rendement η , pour le moteur compensé, en défalquant les pertes dans le rhéostat de compensation qui peuvent être estimées à 1 % environ à la vitesse normale. On voit que le rendement maximum intervient un peu en dessous de la vitesse synchrone et

qu'à vitesse moitié moindre il dépasse encore 75 %. Les courbes de la puissance utile at

ξ, ξ_3

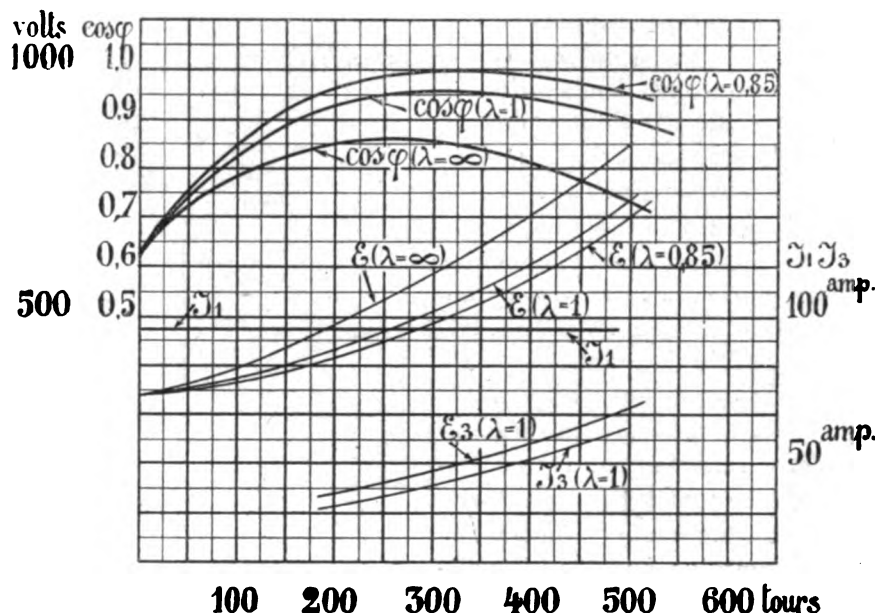
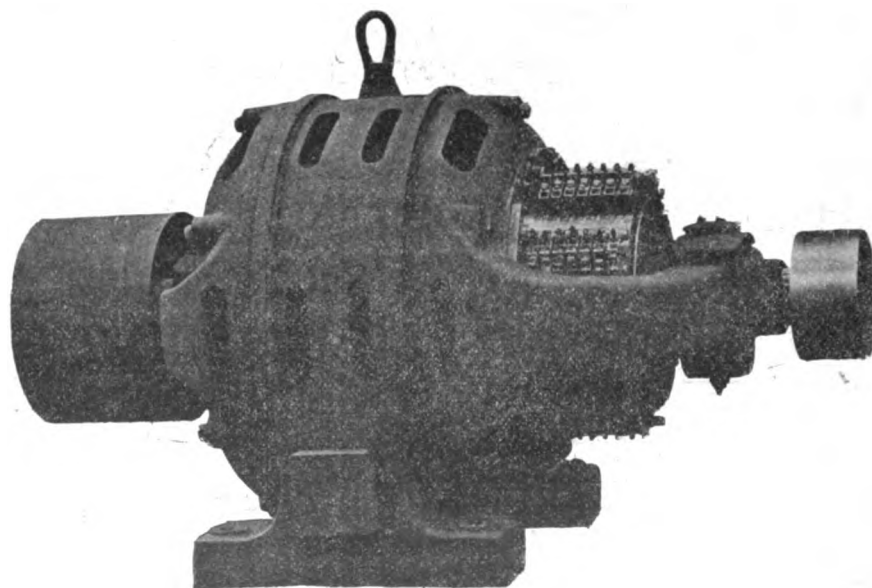


Fig. 22.

les caractéristiques du circuit de compensation que pour $\lambda=1$, les autres pouv: leurs facilement s'en déduire. Au régime de 95 ampères le facteur de puissance

leur maximu
vitesse d'aut
élevée que λ
c'est-à-dire
courant de
sation augme
corrobores
les conclusi
nous avons
diagramme (

Dans la fi
on a groupé
bes du fac
puissance e
tension d'a
tion pour
 $\lambda=1$ et $\lambda=$
maintenant
rant d'alime
95 ampères.
pas trop su
l'épure on r



g. 22.

plus que 0,86 en montage non compensé et 0,96 pour $\lambda=1$; il n'atteint l'unité $\gamma=0,85$. On remarquera que la différence entre les facteurs de puissance aux

compensés et non compensés va en s'accroissant à mesure que la vitesse augmente. Cela s'explique par le fait qu'à 500 tours par exemple, la tension d'alimentation dépasse 700 volts, voltage auquel le moteur est extrêmement saturé et demande un courant magnétisant sensiblement égal au courant normal. D'autre part, si, avec des courants magnétisants aussi disproportionnés, on arrive à compenser le moteur, il est permis de dire que la sujétion du petit entrefer n'a aucune raison d'être pour le moteur à répulsion compensé dans le stator et que, par conséquent, on peut se mettre à l'aise dans les applications où la sécurité mécanique l'exige, sans sacrifier pour cela les qualités électriques du moteur.

Pour terminer, nous reproduisons les courbes de fonctionnement d'un moteur monophasé du type S 290 de la Société alsacienne de constructions mécaniques (fig. 23), construit pour donner 50 chevaux à 50 périodes et qui mérite un intérêt particulier parce qu'il est compensé par ses propres moyens, toujours d'après le même principe, bien entendu, ayant comme point de départ l'obturation du stator dans une direction convenable précisée plus haut. Ce moteur est enroulé pour 8 pôles et 100 volts et se trouve muni dans le stator d'un dispositif de commutation qui permet de marcher entre 80 et 800 tours, au régime de 500 ampères par exemple, sans aucune trace d'étincelles aux balais. Les porte-balais, ainsi que les charbons, n'ont rien de particulier et sont du même type que ceux employés par la Société alsacienne pour les dynamos à courant continu.

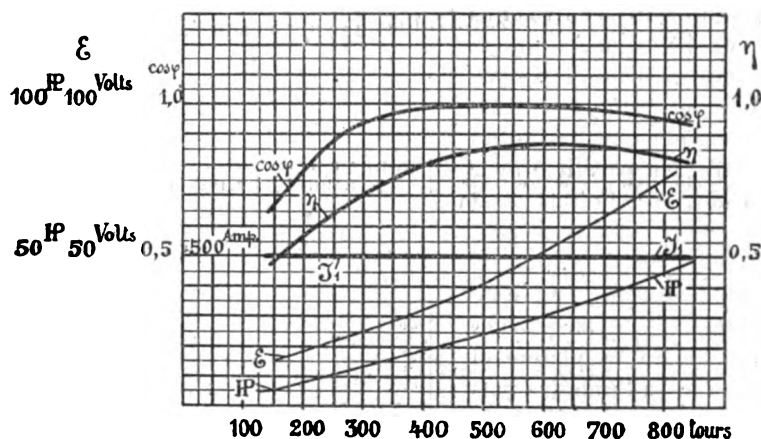


Fig. 24.

Les courbes de fonctionnement que nous reproduisons dans la figure 24 sont prises au régime de 500 ampères, ampérage limite que supportait encore le wattmètre. Cependant le moteur a été soumis dans les mêmes conditions au régime de 1000 ampères, soit 100 chevaux au synchronisme, dans des conditions de commutation parfaites, de sorte que pour ce modèle on ne se voit limité que par l'échauffement.

Les courbes de la figure 24 n'exigent guère de commentaire ; notons toutefois que le rendement maximum atteint 87 % et que sur un grand parcours, on a pratiquement $\cos \varphi = 1$.

En terminant il convient de faire remarquer que pour tous ces essais on s'est servi d'appareils de précision qu'on a d'ailleurs comparés après coup avec l'Étalon.

Les essais dont nous venons de publier les résultats font partie d'une série d'essais plus complets exécutés sous la direction de M. Picard, ingénieur de la Société Alsacienne.

(A suivre.)

D^r Th. LEHMANN.

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Sur la décharge par étincelles superficielles. — M. Töpler. — *Drudes Annalen*, novembre 1906.

L'auteur a étudié déjà en 1898 la décharge superficielle se produisant le long de surfaces en verre. L'étude actuelle se rapporte à la décharge superficielle qui se produit quand on fait agir brusquement entre les pôles une tension constante déterminée.

Le dispositif expérimental était le suivant : Une machine à influence à soixante plateaux avait chacun de ses pôles relié à une forte capacité de 80 000 centimètres composée de 16 bouteilles de Leyde. Les armatures extérieures des deux batteries de condensateurs étaient reliées entre elles par une résistance liquide de 3 millions d'ohms ; un éclateur, placé en dérivation sur les deux conducteurs allant de la machine aux condensateurs, comprenait deux électrodes sphériques en laiton de 6 centimètres de diamètre. En parallèle avec la résistance liquide de 3 millions d'ohms était disposée une plaque de verre sur laquelle se produisait l'étincelle superficielle. Cette plaque de verre portait à sa partie inférieure une bande de papier d'étain de 2 centimètres de largeur se recourbant sur l'un des bords de la plaque et reliée en ce point p_1 , par un fil, à l'une des batteries de condensateurs ; un autre fil, relié à la seconde batterie, était placé sur la plaque de verre en face d'un point p_2 quelconque de la bande d'étain.

Le fonctionnement de ce dispositif est le suivant : pendant la charge lente des batteries C_1 et C_2 , il n'existe pas de différence de potentiel sensible entre les points p_1 et p_2 sur la plaque de verre : au contraire quand une étincelle jaillit à l'éclateur primaire, la différence de potentiel entre p_1 et p_2 s'élève brusquement à une valeur à peu près égale à celle qui existe entre les électrodes de l'éclateur au moment où l'étincelle jaillit. La surface du verre autour de p_1 se charge alors et il se produit une aigrette qui se propage de p_1 vers p_2 pour se transformer, au moment où elle atteint p_2 , en une étincelle bruyante et très lumineuse.

Le tableau I donne les capacités supérieures des différentes plaques employées.

TABLEAU I

N° DE LA PLAQUE	6	7	8	9	10	11
Corps constituant la plaque.	verre	verre	verre	verre	verre	verre
Épaisseur de la plaque en mm.	8,2	7,5	3,4	2,5	1,7	1,5
Capacité en cm. par cmq. de surface.	0,74	0,88	2,05	2,36	3,60	3,81

L'auteur a déterminé, pour des valeurs F de la distance explosive à l'éclair, la longueur maxima d'étincelles obtenue sur la plaque étudiée. Les obtenus sont résumés par le tableau II.

TABLEAU II

Longueur de l'étincelle superficielle.

LONGUEUR F EN CM.	0,30	0,75	0,90	1,00	1,25	1,50	1,75
Kilovolts.	17,1	25,2	29,7	32,6	39,7	46,4	50,8
Plaque n° 5							
p_1 anode.	2,2	4,0	»	15	39	76	122
Plaque n° 6							
p_1 anode.	2,4	3,7	4,5	5,4	7,6	8,3	10,2
p_1 cathode.	2,1	3,3	4,7	5,8	7,9	11,5	17,7
Plaque n° 7							
p_1 anode.	2,3	3,2	4,4	4,8	6,4	8,9	12,7
p_1 cathode.	2,1	3,5	4,0	5,0	7,0	10,4	20,9
Plaque n° 8							
p_1 anode.	2,3	3,9	6,4	13,5	34,0	61,9	103
p_1 cathode.	2,1	4,1	5,1	8,2	26,9	52,1	89
Plaque n° 9							
p_1 anode.	2,2	3,9	12,3	19,7	39	73	128
p_1 cathode.	2,2	3,6	7,8	10,4	29	53	99
Plaque n° 10							
p_1 anode.	2,2	10,4	21,4	30,8	75	»	»
p_1 cathode.	2,3	7,9	15,9	18,4	58	»	»
Plaque n° 11							
p_1 anode.	2,4	11,4	23,6	»	»	»	»
p_1 cathode.	3,4	6,9	14,5	21	»	»	»
Plaque n° 12							
p_1 anode.	3,8	19,7	34,9	50,8	»	»	»
p_1 cathode.	2,7	12,6	23,6	39,6	»	»	»

On voit, d'après ces résultats, que les grandes longueurs d'étincelles positives (anode) croissent d'abord proportionnellement à la tension agissante, puis présentent un accroissement beaucoup plus rapide. Les étincelles superficielles positives dépendent de deux lois de formation successives diff

Les étincelles négatives ne présentent pas, d'une façon certaine, cette même propriété. Pour une même plaque et une même tension, les étincelles positives et négatives n'ont pas la même valeur. Sur des plaques minces, les étincelles positives sont sensiblement plus longues ; sur les plaques

épaisses, elles sont sensiblement plus courtes que les étincelles négatives.

L'auteur a mesuré sur les différentes plaques la largeur et la longueur des aigrettes qui précèdent et amorcent l'étincelle. Le tableau III indique les résultats obtenus sur l'une des plaques.

TABLEAU III

Plaque n° 8.

F EN CM. Kilovolts.	0,50 17,1	0,60 20,4	0,75 25,2	0,80 26,6	0,90 29,7	0,95 31,2	1,00 32,6	1,25 39,7	1,50 46,4	1,75 52,8
b_1 = longueur des aigrettes dans l'air : cm.	1,8 (3)	2,03 (5)	2,24 (10)	2,24 (10)	2,51 (8)	2,48 (4)	2,61 (12)	3,1 (6)	3,22 (5)	»
b = longueur des aigrettes superficielles.	»	»	»	»	»	»	»	4,8 (2)	9,1 (5)	15,3 (2)
f_1 = longueur des aigrettes dans l'air.	2,93 (5)	3,44 (5)	4,06 (10)	4,18 (6)	5,0 (6)	4,6 (1)	5,6 (2)	»	»	»
f = longueur des aigrettes superficielles.	»	»	7,6 (1)	9,13 (4)	12,7 (3)	15,0 (3)	17,1 (18)	38,9 (8)	64,2 (4)	110 (1)
Longueur des aigrettes calculée.	»	»	5,8	7,2	11,1	13,6	16,1	35,5	66,2	111

Les résultats obtenus sur les différentes plaques montrent que, dans l'air, la largeur b_1 et la longueur f_1 des aigrettes croissent à peu près proportionnellement (ou un peu moins vite que proportionnellement) à la tension et dépendent peu de l'épaisseur de la plaque. La décharge superficielle (glissante) suit des lois toutes différentes. La relation entre la tension et la longueur f de l'aigrette superficielle positive ou de l'étincelle superficielle positive, peut être expri-

mée par la formule d'interpolation :

$$xf = P^x,$$

x étant une constante relative à chaque plaque. La longueur de l'aigrette (ou de l'étincelle) positive superficielle est proportionnelle à la quatrième puissance de la tension. La constante de proportionnalité x dépend de la capacité c par unité de surface de la plaque étudiée, comme le montre le tableau IV (x calculé pour P en kilovolts et f en centimètres).

TABLEAU IV

PLAQUE	N° 6	N° 7	N° 8	N° 9	N° 10	N° 11	N° 12	N° 13
Valeur de $x \cdot 10^{-3}$.	520	250	70	60	38	30	22	2,3
Capacité c en cm.	0,74	0,88	2,05	2,36	3,60	3,81	4,96	25,2

Si l'on porte en abscisses les valeurs de $\log c$ et en ordonnées les valeurs de $\log x$, on obtient une droite répondant à l'équation :

$$x^2 c^2 = \text{const}^e = 6,3 \cdot 10^{10}.$$

En tenant compte de cette relation, on trouve finalement :

$$f = \beta \cdot P^4 \cdot c^{3/2},$$

β étant une constante qui ne dépend plus de la nature et de l'épaisseur de la plaque employée.

Pour un grand nombre d'aigrettes produites sur différentes plaques et à différentes tensions, l'auteur a déterminé la portion de surface Φ chargée par l'aigrette superficielle. Il a trouvé que le rapport k de la surface chargée par l'aigrette partant du pôle p , au carré de la longueur de l'aigrette superficielle, diminue quand la longueur de l'aigrette augmente ; il est à peu près indépendant de la plaque choisie.

Des mesures faites sur la vitesse de croissance

du faisceau d'aigrettes superficielles qui se forme ont montré que cette vitesse est à peu près constante jusqu'à ce que le faisceau ait atteint sa plus grande extension, puis diminue rapidement : sa valeur dépend de la tension agissante et de la plaque de verre employée. La vitesse de croissance a atteint, dans les mesures de l'auteur, une valeur de plus de 10⁷ centimètres par seconde.

L'auteur a calculé l'intensité de courant et la résistance dans l'aigrette, en admettant que la tension varie d'après la loi x/P . La valeur moyenne $\bar{P}$ de la tension sur la surface chargée est :

$$\bar{P} = 0,71 \cdot P.$$

La grandeur de la surface chargée au moment où l'aigrette a atteint la longueur f_w est la sui-

vante :

$$\Phi = k f_w^2.$$

La quantité d'électricité sur la surface traversé p_1 , est :

$$E = c \cdot \Phi \cdot P = 0,71 \cdot c \cdot k \cdot f_w^2 \cdot P.$$

La quantité d'électricité passant par l'aigrette s'allonge de Δf , c'est-à-dire adant le premier centimètre de l'aigrette

$$\Delta E = 0,71 \cdot c \cdot f_w \cdot P (2k \cdot \Delta f + f_w).$$

Le temps Δt nécessaire pour que croisse de Δf est déterminé quand on la vitesse v : $v = \Delta f / \Delta t$.

L'intensité actuelle du courant dans 1 centimètre d'aigrette est :

$$i = \Delta E / \Delta t = 0,71 \cdot c \cdot f_w \cdot v \cdot P [2k + f_w]$$

TABLEAU V

Plaque n° 8. $c = 2,05 \text{ cm./cmq.}$
 $F = 1,25 \text{ cm.}$ $P = 39,7 \text{ kilovolts} = 132 \text{ unités é. s.}$ $f = 39 \text{ cm.}$

f_w	Φ	k	Δk	E	ΔE	Δt	i	ΔP	w	
15	46	0,204	-0,0134	$8,8 \cdot 10^3$	598	0,170	1,17	661	565	1
20	66	0,166	-0,0061	$12,8 \cdot 10^3$	809	0,175	1,54	496	322	1
25	89	0,143	-0,0037	$17,2 \cdot 10^3$	932	0,180	1,73	397	229	1
30	116	0,129	-0,0029	$22,4 \cdot 10^3$	988	0,20	1,65	331	200	1

TABLEAU VI

Plaque n° 8. $c = 2,05 \text{ cm./cmq.}$
 $F = 1,50 \text{ cm.}$ $P = 46,4 \text{ kilovolts} = 153,7 \text{ unités é. s.}$ $f = 64 \text{ cm.}$

20	80	0,200	-0,0086	$18,0 \cdot 10^3$	1 027	0,10	3,42	580	170	1
30	137	0,152	-0,0029	$30,1 \cdot 10^3$	1 466	0,11	4,44	387	87,1	1
40	208	0,130	-0,0018	$46,8 \cdot 10^3$	1 693	0,11	5,13	290	56,5	1
50	288	0,115	-0,0012	$64,7 \cdot 10^3$	1 914	0,17	3,75	232	61,9	1
60	378	0,105	-0,0008	$85,1 \cdot 10^3$	2 189	1,6	0,46	193	420	(1)

TABLEAU VII

Plaque n° 8. $c = 2,05 \text{ cm./cmq.}$
 $F = 1,75 \text{ cm.}$ $P = 52,8 \text{ kilovolts} = 176 \text{ unités é. s.}$ $f = 110 \text{ cm.}$

20	100	0,250	-0,0102	$25,6 \cdot 10^3$	1 517	0,10	5,06	660	130	1
30	169	0,189	-0,0045	$43,3 \cdot 10^3$	1 867	0,09	6,92	440	63,6	0
40	251	0,157	-0,0023	$64,3 \cdot 10^3$	2 275	0,09	8,43	230	39,1	0
50	350	0,140	-0,0015	$89,6 \cdot 10^3$	2 626	0,09	9,73	264	27,1	0
60	461	0,128	-0,0010	$118,0 \cdot 10^3$	3 013	0,095	10,57	220	20,8	0
70	588	0,120	-0,0008	$150,6 \cdot 10^3$	3 299	0,10	11,00	189	17,1	0
80	723	0,113	-0,0006	$185,3 \cdot 10^3$	3 648	0,11	11,05	165	14,9	0
90	867	0,107	-0,0006	$222,0 \cdot 10^3$	3 688	0,14	8,79	147	16,7	1
100	1 010	0,101	-0,0006	$258,7 \cdot 10^3$	3 638	6,06	2,02	132	65,3	(5)

La chute de tension ΔP dans le premier centimètre est, dans l'hypothèse faite ci-dessus :

$$\Delta P = P/4f_w.$$

La résistance des premiers centimètres d'aigrette est :

$$w = \Delta P/i.$$

Les tableaux V, VI, VII résument les différents résultats obtenus : f_w , en centimètres, est la longueur actuelle de l'aigrette ; Φ , en centimètres carrés, est la surface de plaque chargée quand la longueur est f_w ; k est égal à Φ/f_w^2 ; Δk est la variation de k pour un centimètre d'accroissement de longueur du faisceau ; E , en unités électrostatiques, est la quantité d'électricité ayant passé par l'origine de l'aigrette ; ΔE , en unités électrostatiques, est la quantité d'électricité passant par l'origine de l'aigrette quand celle-ci croît de 1 centimètre ; Δt en millionièmes de seconde, est le temps nécessaire pour que l'aigrette de f_w centimètres de longueur croisse d'un centimètre ; i est l'intensité de courant en ampères au moment où le faisceau a f_w centimètres de longueur ; ΔP , en volts, est la chute de tension à l'origine de l'aigrette ayant f_w centimètres de longueur ; w en ohms est la résistance du premier centimètre de l'aigrette ayant f_w centimètres de longueur, $E \cdot w$ est calculé en « coulomb ohms ».

L'intensité de courant diminue rapidement quand l'aigrette est près d'atteindre sa plus grande longueur. Cela résulte de l'action simultanée de l'augmentation de l'énergie nécessaire ΔE et de diminution de la force agissante ΔP . La résistance atteint son minimum après que l'intensité de courant a atteint son maximum.

Pendant la formation de l'aigrette, le produit de la résistance w de l'origine du faisceau par la quantité d'électricité E passée est constant : si l'on mesure w en ohms et E en coulombs, on a $Ew = 0,8 \cdot 10^{-3}$.

B. L.

Quelques propriétés de l'actinium. — M. Levin. — *Physikalische Zeitschrift*, 8 novembre 1906.

L'auteur a fait quelques expériences pour déterminer les propriétés physiques de l'actinium et de ses produits de décomposition.

Pour déterminer la température de volatilisation du dépôt actif, l'auteur a exposé à l'éma-

nation un fil de platine négativement chargé, jusqu'à ce que les produits déposés aient atteint l'état d'équilibre. Après avoir mesuré l'activité du fil et avoir déterminé quelques points de la courbe de décomposition, on plaçait le fil dans un four électrique dont la température était maintenue constante et était mesurée au moyen d'un pyromètre à fil de platine. Quand le fil avait été chauffé pendant une durée déterminée, on mesurait l'activité qu'il présentait encore. Le tableau I résume les résultats obtenus : dans ce tableau, T désigne la température en degrés centigrades, i l'activité du fil immédiatement après l'échauffement, exprimée en pour cent de la valeur calculée d'après l'hypothèse que l'activité du fil pendant l'échauffement aurait décré avec une période de 36 minutes. Z est la durée d'échauffement du fil. La dernière colonne indique si, après l'échauffement, l'activité tombait avec la période de l'actinium A (36 minutes) ou avec la période de l'actinium B (2 minutes).

D'après les chiffres obtenus, on voit que l'actinium A n'est pas volatil au-dessous de 400° . Au-dessus de 400° , il se produit une évaporation de l'actinium A, qui ne croît pas proportionnellement avec la température. A la température de 750° , tout l'actinium A est pratiquement évaporé au bout de 10 minutes.

La température de volatilisation de l'actinium B est d'environ 700° . Cette température n'a pas pu être déterminée aussi exactement que pour l'actinium A à cause de la rapide décomposition. On voit que l'évaporation de l'actinium B doit avoir commencé à une température pour laquelle l'actinium A n'a pas été complètement évaporé pendant la courte durée de l'échauffement. Pour avoir une idée claire de l'évaporation de l'actinium B, l'auteur a supposé que tout l'actinium A était évaporé quand le fil avait été chauffé pendant une minute au delà de 750° et qu'après ce temps, l'activité du fil décroissait avec une période de 2 minutes. On calculait alors l'activité que devait avoir le fil au moment de la mesure après l'échauffement. Les valeurs observées sont indiquées entre parenthèses en pour cent de ces valeurs calculées.

D'après les mesures de Miss Slater, le thorium A s'évapore à 630° et le thorium B à 730° environ. Donc, aussi bien pour le thorium que pour l'actinium, la première partie constitutive du dépôt actif s'évapore plus facilement que la

deuxième, qui possède la plus grande vitesse de décomposition.

TABLEAU I

T	i	Z	REMARQUES
degrés.		minutes.	
140	98,7	5	Décroissance lente
386	98,3	10	—
390	99,6	10	—
404	100,3	10	—
412	93,7	10	—
443	81,8	10	—
455	72	10	—
468	76	10	—
484	81,3	10	—
508	67,7	10	—
512	68,7	10	—
530	24,1	10	—
533	36,3	15	—
650	38	15	—
660	30,6	15	—
750	4,7	10	—
800	23,6 (59)	2	Décroissance rapide
885	12,75 (40)	2	—
1 015	3,7 (9)	2	—

Pour étudier l'électrolyse des produits de l'actinium et voir si l'actinium A peut être séparé par une tension élevée, l'auteur a électrolysé entre des électrodes de platine une solution d'actinium X contenant un peu d'acide nitrique. Il a obtenu à la cathode, avec une tension suffisante pour décomposer l'eau, une grande quantité d'actinium A avec un excès d'actinium B. Dans les mêmes conditions, il n'a obtenu que des traces d'actinium X. Ce produit peut cependant être obtenu par l'électrolyse d'une solution ammoniacale pour une tension inférieure au point de décomposition de l'eau. Avec cette solution, on obtient à la cathode de l'actinium X à côté d'un excès d'actinium A et d'actinium B. Déjà V. Lerch a trouvé que le thorium X ne peut être séparé électrolytiquement que d'une solution alcaline. Comme l'a constaté ce physicien pour les produits du thorium et du radium, les éléments de courte période de l'actinium sont plus nobles que les éléments de longue période. La période de l'actinium B est d'environ 0,0015 jour, tandis que celle de l'actinium X est d'environ 10,2 jours. On peut calculer d'après cela qu'à l'état d'équilibre, quand les deux produits fournissent à peu

près la même fraction de l'activité existe 10000 atomes d'actinium X ; 1,47 atomes d'actinium B. Si l'actinant des traces d'actinium X séparée on l'a dit, d'une solution acide, n'atteint 0,1 % de l'activité provenant de l'actinium X séparés par l'électrolyse 100 atomes d'actinium B. On pourra conclure que, en réalité, il s'est bien passé l'électrolyse de l'actinium X. Pour moi ce n'est pas le cas, l'auteur a poursuivi l'électrolyse pendant plusieurs jours de l'actinium X et n'a pas trouvé que la quantité d'actinium X croît. Au contraire, dans les solutions alcalines l'activité croît de jour en jour, même quand on emploie des tensions si faibles que la décomposition de l'actinium X électrolysée au bout de quelques heures est à peine mesurable.

Le poids atomique de l'actinium n'est encore connu et l'on ne peut faire que des hypothèses assez vagues sur la concentration des préparations de l'actinium. On ne peut donc conclure des expériences électrolytiques que les produits de l'actinium à la place occupent dans la série des éléments.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Machines électriques à grande vitesse (suite) (1). — S. P. Thompson. — *Electrical Review*, 1906, novembre.

Turbo-dynamos.

Par suite de la grande vitesse de rotation des turbines à vapeur, il est impossible d'employer des vitesses périphériques élevées pour les collecteurs. On considère généralement qu'une vitesse périphérique de 15 mètres par seconde est la plus grande vitesse à laquelle on peut donner des résultats satisfaisants avec du charbon. Mais, si la turbine à vapeur a une vitesse de rotation de 3000 tours par minute, si le collecteur a seulement 25 centimètres de diamètre, la vitesse périphérique est de 40 mètres par seconde. A ces vitesses les forces centrifuges atteignent des valeurs énormes et il faut employer des moyens

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 15 décembre, page 423.

pour maintenir en place les conducteurs de l'induit et les lames du collecteur. Les premiers sont généralement assujettis au moyen de calottes terminales en bronze ou par des frettes très solides ; les seconds sont maintenus par de fortes bagues en acier s'appuyant sur des lames de mica. Le diamètre du collecteur est aussi faible que possible mais, comme on ne peut pas donner aux lames une largeur inférieure à 6 millimètres et comme il faut environ 60 lames dans une machine à deux pôles et 100 à 120 lames dans une machine à quatre pôles, on est conduit à des diamètres compris entre 22 et 30 centimètres. Pour obtenir une surface de contact suffisante avec les balais, on donne au collecteur une grande longueur. Deux bagues d'acier placées chacune à une extrémité des lames ne sont même pas suffisantes pour maintenir celles-ci, et il faut généralement employer une troisième bague placée au milieu du collecteur : quelquefois même on est obligé de prévoir une quatrième bague. Un collecteur de 50 centimètres de longueur et de 25 centimètres de diamètre doit avoir quatre bagues pour être solide.

Dès 1885, Parsons entreprit la construction de turbo-dynamos de faible puissance : depuis lors, il construit des turbo-générateurs à courant continu de grande puissance. Il a fourni ainsi des machines tétrapolaires de 1 000 kilowatts à 1 800 tours par minute produisant du courant à 530 volts et des groupes de 1 800 kilowatts à 460 volts, dans lesquels chaque turbine entraîne deux dynamos génératrices de 900 kilowatts : cette dernière solution a été adoptée à cause des difficultés de commutation rencontrées dans l'établissement de machines d'une puissance supérieure à 900 kilowatts.

Dans les machines Parsons, on a employé des balais métalliques en fils de bronze dur fortement appuyés contre le collecteur. Pour assurer un meilleur contact des balais, on creuse sur la surface du collecteur une série de gorges ou rainures demi-circulaires juxtaposées dans lesquelles pénètrent les fils métalliques des balais. Dans les premiers types de machines, un dispositif ingénieux permettait d'obtenir le décalage automatique des balais d'après la charge de la machine sous l'action de la pression de la vapeur. Actuellement, l'emploi d'un enroulement compensateur sans denture spéciale a permis d'adopter un calage fixe des balais.

La maison Brown Boveri et C^o, qui construit des turbines Parsons, a établi des turbo-dynamos à courant continu. Dans le cas d'une machine de 125 kilowatts à quatre pôles, prévue pour une vitesse de rotation de 3 000 tours par minute, chacun des quatre pôles porte cinq encoches : celle du centre est vide et les quatre autres portent des enroulements compensateurs. Entre les quatre pôles sont ménagées quatre projections qui servent de pôles auxiliaires de commutation. De larges encoches existant de chaque côté des projections contiennent un enroulement shunt. La carcasse est disposée d'une façon particulière pour la ventilation, et présente des canaux pour l'air qui est évacué par deux petites cheminées placées à la partie supérieure. Pour une machine bipolaire de même type, les pôles principaux, à droite et à gauche, portent chacun 12 encoches contenant les enroulements compensateurs. Il y a en haut et en bas un petit pôle de commutation.

Les ateliers Siemens-Schuckert, qui ont adopté la turbine Zoelly, construisent différents types de turbo-générateurs. Les extrémités de l'enroulement induit sont recouvertes de pièces en métal disposées de façon à empêcher la pénétration de poussières de cuivre du collecteur à l'intérieur de la machine. Les bagues du collecteur sont isolées aussi sur leurs faces latérales pour éviter qu'un arc ne puisse sauter le long de celles-ci. Des balais en charbon sont employés pour les vitesses périphériques atteignant 30 mètres par seconde. Toutes les turbo-dynamos sont munies de pôles auxiliaires.

La Société Brush, qui exploite une licence Parsons, établit des turbo-générateurs à courant continu, avec un enroulement compensateur qui évite la distorsion, et avec des pôles auxiliaires de commutation. Les balais sont métalliques et ont un calage fixe. Les conducteurs induits sont maintenus par des coins ; leurs extrémités sont recouvertes par des calottes en bronze.

Les ateliers Oerlikon ont établi des turbo-générateurs de différents types. L'auteur cite, par exemple, une dynamo bipolaire de 150 kilowatts produisant 650 ampères sous 250 volts. L'induit a 45 centimètres de diamètre et 50 centimètres de longueur : il porte 60 encoches contenant chacune deux conducteurs ; le collecteur comprend 60 lames. Le diamètre de ce collecteur est de 26 centimètres ; la longueur des lames est de 40 cen-

timètres et la longueur utile entre les bagues d'acier est de 20 centimètres environ. La vitesse périphérique de l'induit atteint 70 mètres par seconde; celle du collecteur est de 40^m,5 par seconde. La charge spécifique est de 280 ampères par centimètre, l'entrefer est de 0^{cm},75. L'inducteur porte un enroulement compensateur et des pôles auxiliaires. Un autre exemple indiqué par l'auteur est celui d'un générateur de 200 kilowatts à 3 000 tours par minute produisant 800 ampères sous 250 volts. Cette machine tétrapolaire, très récente, ne comporte pas d'enroulement compensateur et a seulement des pôles de commutation; la distorsion a été réduite autant que possible par l'emploi d'un petit arc polaire et par la réduction de la section des noyaux polaires, permettant d'obtenir une saturation élevée. Chaque pôle auxiliaire porte une bobine de 11 tours d'une bande de cuivre de 12^{cm},5 de largeur et de 34 centimètres d'épaisseur.

Comparaison entre les turbo-générateurs et les générateurs à faible vitesse de rotation. — L'auteur compare la machine Oerlikon de 200 kilowatts à 3 000 tours par minute dont il vient d'être question avec une machine de 200 kilowatts à 135 tours par minute décrite dans le traité de Parshall et Hobart. La première est établie pour 250 volts et la seconde pour 500 volts.

Les dimensions de ces machines (A Oerlikon, B Parshall) sont les suivantes :

	Machine A.	Machine B.
Diamètre du noyau de l'induit.	56 cm.	148
Longueur —	42,5	36
Nombre de canaux de ventilation.	5	5
Longueur nette de fer du noyau.	36	24,8
Nombre d'encoches sur l'induit.	100	220
Nombre de conducteurs par encoche.	2	8
Nombre total de conducteurs.	200	1760
Largeur de l'entrefer.	1,47	0,825
Diamètre extérieur de la culasse.	114	280
Arc polaire équivalent.	17,7	58
Pas polaire.	43,2	78,5
Diamètre du collecteur.	25,6	97,5
Longueur totale du collecteur.	56,2	22,4
— utile —	33,4	16,8
Nombre de lames.	100	400
Longueur d'une lame.	0,81	0,6

Chiffres calculés et coefficients.

Coefficient de Steinmetz.	1,87	
— d'Essen.	124 000	
Vitesse périphérique.	86,5 m.	1
Amp. par cm. de périphérie.	232	24
Flux par pôle.	2 500 000	13
Induction dans l'entrefer.	8 250	
Arc polaire/pas polaire.	0,46	
Diamètre du collecteur/diamètre de l'induit.	0,48	
Vitesse périphérique du collecteur.	42 m. s.	
Rapport de capacité.	125	1
Criterium de consommation j.	2,81	

Dans ce qui précède, il a été fort peu de l'élévation de température parce qu'à la limite de puissance dans les machines à balais en charbon, le collecteur est ventilé et le courant est continu convenablement ventilé. On ne dépend pas de l'élévation de température pour la commutation.

Perfectionnements réalisés dans la fabrication des balais en charbon. — Les difficultés de balais en charbon sur les turbo-dynamos viennent des vitesses périphériques élevées des collecteurs. Les balais de charbon ordinairement employés ne donnent pas de résultats satisfaisants à cause des vibrations qu'ils produisent s'ils sont appuyés sur le collecteur sous pression normale. Quelque légers qu'ils soient, leur inertie ne permet pas de suivre les ondulations de la surface à des vitesses de 2 000 tours par minute. Si l'on emploie des balais à vitesses élevées pour éviter les vibrations, les tendres encrassent le collecteur et les balais durs le rayent, ce qui, dans l'un et l'autre cas, amène un échauffement exagéré.

Récemment, les fabricants de balais en charbon ont fait des études pour arriver à fabriquer des qualités spéciales de frotteurs se comportant bien à des vitesses périphériques élevées. Les balais C^r Morgan Crucible sont formés de deux couches juxtaposées qui assurent à la résistivité électrique une faible valeur dans un sens et une valeur élevée dans l'autre sens; cette structure amène une réduction importante de la distorsion des ondes. D'autres balais contiennent du graphite ou du charbon en poudre adjoint au carbone pendant la fabrication. Des balais de ce type ont été essayés par C^r Morgan sur une ancienne dynamo Pa-

kilowatts produisant 650 ampères sous 115 volts et tournant à la vitesse de 3530 tours par minute. Le collecteur a 20 centimètres de diamètre et ne porte que 30 lames : sa longueur utile est de 25 centimètres. Ces balais sont employés par leurs constructeurs avec un porte-balai pneumatique qui maintient les frotteurs au contact avec un minimum d'inertie. La machine n'a pas d'enroulement compensateur et n'a pas été établie pour être employée avec un calage fixe de balais. En fait, avec les balais métalliques, il fallait déplacer les balais de 7^{mm},5 en charge; avec les balais en charbon, on a pu obtenir une commutation sans étincelles pour des charges comprises entre 1/4 de charge et 5 % de surcharge. Des balais en Morganite sont employés par Siemens-Schuckert et Brown-Boveri.

Dynamos homopolaires. — Pour éviter toute difficulté provenant de la commutation, on a songé à supprimer la commutation elle-même. Ces machines, basées sur le principe du disque de Faraday, sont dites unipolaires ou homopolaires : avec les vitesses périphériques énormes auxquelles conduit l'emploi de turbines à vapeur, on peut obtenir de ces machines une tension relativement élevée.

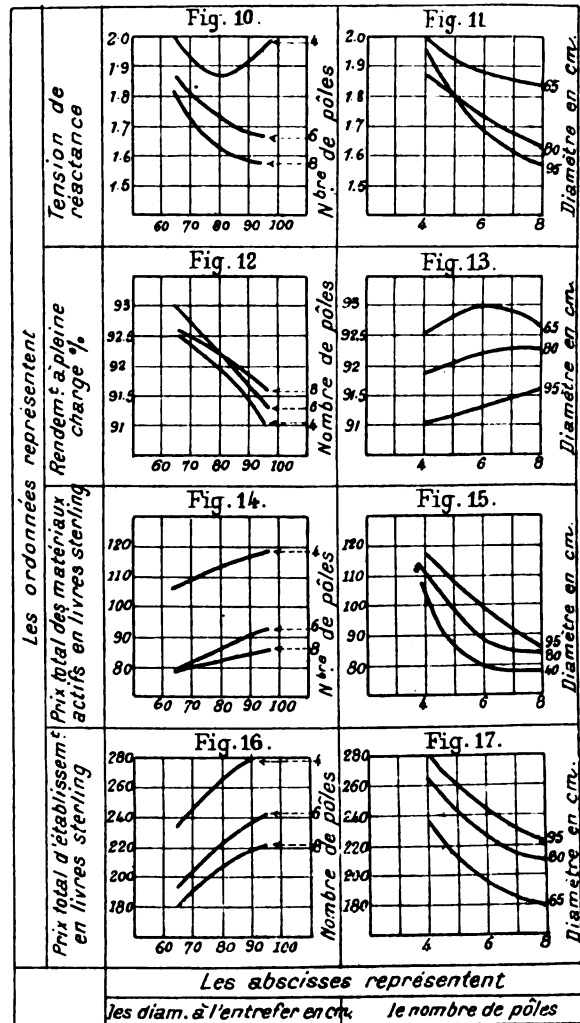
La General Electric Co construit une machine homopolaire étudiée par Noeggerath; la British Westinghouse établit une machine étudiée par Walker. La première a une puissance de 300 kilowatts sous 500 volts : le cylindre tournant est formé de 24 conducteurs lisses maintenus par des frettes en fil d'acier; chaque conducteur se terminant dans une bague de contact en acier : les bagues d'une extrémité sont reliées aux bagues de l'autre extrémité par l'intermédiaire de balais en cuivre, de sorte que tous les conducteurs se trouvent en série. Les résultats obtenus sont très satisfaisants. La machine Walker est une excitatrice de turbo-alternateur et consiste en un cylindre de fer tournant dans un champ radial uniforme. Elle produit du courant continu sous 10 volts : ce courant passe par l'arbre commun pour aller aux enroulements inducteurs de l'alternateur. La machine est caractérisée par une extrême simplicité et une grande robustesse; ses inducteurs sont à excitation séparée.

R. V.

(A suivre.)

Coefficients pour l'établissement de machines électriques (suite) (1). — H.-M. Hobart et A.-G. Ellis. — *Electrical Review*, 23 novembre 1906.

D'après les chiffres du tableau II, les auteurs ont tracé les courbes des figures 10 à 17 représentant les valeurs de la tension de réactance, le rendement commercial, le prix des matériaux actifs et le prix total de main-d'œuvre en fonction du diamètre à l'entrefer et du nombre de pôles.



Ces courbes montrent d'une façon évidente que, quoique ces différents projets reposent sur le même coefficient de puissance, les constantes techniques et commerciales varient énormément.

(1) *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 15 décembre 1906, page 425.

Les prix totaux de main-d'œuvre représentés par les figures 16 et 17 ont été calculés d'après la méthode indiquée par l'auteur dans son traité « Elementary Principles of Continuous Current Dynamo Design ». On voit que, quoique les neuf machines aient le même coefficient de puissance, le projet de la figure 3 conduit à des frais d'établissement de 56 % plus élevés que le projet de la figure 7. Dans le cas de ces projets, la différence entre les prix totaux d'établissement des machines à six et huit pôles pour les mêmes diamètres est peu marquée : dans les cas extrêmes, elle est de 8 %. Les projets de machines à quatre pôles sont évidemment inférieurs à tous points de vue, le prix de revient étant plus élevé, la tension de réactance plus forte et le rendement plus faible.

Ayant éliminé les projets à quatre pôles, il reste à décider entre les projets à six ou huit pôles ; c'est d'après les spécifications requises que l'on pourra décider quel est le projet le plus satisfaisant. Par exemple, si l'on veut obtenir une commutation particulièrement bonne, il y a lieu de choisir la machine à huit pôles et 95 centimètres de diamètre de la figure 9. Pour obtenir un rendement élevé, il faut prendre la machine à six pôles et 65 centimètres de diamètre (fig. 4).

D'après tout ce qui précède, on voit l'importance qu'il y a à ne regarder le coefficient de puissance que comme une approximation grossière servant uniquement à faciliter les premiers calculs éliminatoires. Toutes autres choses égales d'ailleurs, un coefficient de puissance élevé est désirable, mais il faut bien regarder si le cas dont il s'agit est de ceux qui permettent l'adoption d'un coefficient de puissance élevé.

Poids spécifique. — Les auteurs, ayant eu récemment l'occasion d'évaluer approximativement le poids de quelques machines d'après les dimensions générales de celles-ci, et désirant éviter le calcul pénible des poids des différentes parties constituantes, ont cherché une relation entre les poids et les dimensions des machines. Après avoir étudié un grand nombre de générateurs de puissances comprises entre 1 et 2500 kilowatts, ils ont trouvé une relation remarquable entre $D^2 \cdot \lambda_g$ et le poids net de la machine. En appelant ρ le poids spécifique des machines dynamos électriques défini comme étant le rapport du poids en kilogrammes à la valeur de $D^2 \cdot \lambda_g$,

D et λ_g étant exprimés en centimètres, on constate que ρ est compris entre 0,008 (de très grande puissance) et 0,03 (de très faible puissance).

Des courbes tracées par les auteurs donnent le poids total, le poids spécifique et le coefficient de puissance des différentes machines en fonction de $D^2 \cdot \lambda_g$. Une autre courbe, établie par les auteurs, donne le prix de revient d'une machine par tonne, pour des machines de différentes puissances. Avec l'aide de ces courbes, on peut prendre facilement, avec une approximation suffisante, les principales constantes relatives à une machine.

II. — Coefficient de puissance des moteurs d'induction.

Les valeurs indiquées en 1898 par les auteurs pour des projets préliminaires approximatifs de moteurs d'induction sont les suivantes :

	Coefficient de puissance
25 périodes par seconde. . .	0,00073 à 0,00080
50 — . . .	0,00050 à 0,00060
75 — . . .	0,00040 à 0,00050
100 — . . .	0,00030 à 0,00040

En 1904, Esson indiquait, en fonction du diamètre du rotor, des valeurs du coefficient de puissance comprises entre 0,0004 et 0,0016. La même année, un des auteurs établit des projets de moteurs de 150 chevaux (110 kilowatts) de coefficients de puissance de 0,0010 (210 tours-minute et 63 périodes, 1260 tours-minute) et 0,0011 (21 périodes, 70 tours-minute et 63 périodes 630 tours-minute) et 0,0012 (21 périodes 630 tours-minute). En 1905, un des auteurs publiait, pour l'établissement de moteurs d'induction, une courbe du coefficient de puissance en fonction de la puissance, dans laquelle la valeur de 0,0016 est atteinte. Enfin, correspondant à des machines établies par les auteurs, la valeur de 0,0019 pour un diamètre de rotor de 85 centimètres ; cette courbe est applicable à des moteurs à 500 volts. Pour les moteurs à tension sensiblement plus basse, il faut adopter des valeurs plus basses du coefficient de puissance. L'effet de la fréquence du courant ne doit pas en déduire que, pour une puissance donnée, le prix de revient et le poids

teur sont indépendants de la fréquence et du nombre de pôles. On le voit immédiatement en considérant que, pour un diamètre donné à l'entrefer, un moteur à quatre pôles a un diamètre extérieur du stator plus grand que celui d'un moteur à six pôles, et que celui-ci a lui-même un diamètre plus grand qu'un moteur à huit pôles. Une meilleure méthode pour l'établissement de projets consiste à admettre dans les différents cas le même diamètre extérieur et à augmenter le diamètre du rotor, en diminuant sa longueur axiale, à mesure qu'on augmente le nombre de pôles.

Aussi, pour une valeur constante de $D^2 \cdot \lambda_g$, les poids et les prix de moteurs à 4, 6 et 8 pôles sont différents. Non seulement le noyau est d'autant plus lourd que le nombre de pôles est plus petit, mais encore la longueur des connexions est plus grande. Quoique le diamètre extérieur du stator n'ait pas un effet considérable sur le prix total de revient, l'influence de la somme de toutes ces variations semble en pratique être proportionnelle à $D(\lambda_g + 0,7r)$: on a donc

prix total de revient = $K \cdot D \cdot (\lambda_g + 0,7r)$.

K varie lentement quand les dimensions des moteurs d'induction varient. Pour les trois cas considérés, la valeur de K est d'environ 0,75 si l'on exprime les prix en francs. Ainsi dans les trois cas, on est conduit approximativement aux prix suivants :

TABLEAU III
Diamètre extérieur constant.

NOMBRE DE PÔLES	PÉRIODE PAR SECONDE	TOURS PAR MINUTE	DIAMÈTRE D	LONGUEUR TOTALE de l'enroulement $L = \lambda_g + 0,7r$	PRIX DE REVIENT TOTAL relatif = D · L	PRIX DE REVIENT TOTAL en francs = KDL
4	25	750	27	34,5	930	700
6	37,5	750	28,5	28,5	810	610
8	50	750	30	24,5	735	550

Quand le diamètre à l'entrefer augmente, K augmente légèrement.

Les courbes de la figure 18 représentent le poids des moteurs en tonnes en fonction de la puissance en chevaux par 100 tours-minute (vitesse synchrone) pour des machines établies par différents constructeurs. Les moteurs de quelques mai-

sons correspondent à peu près à la courbe L. Le

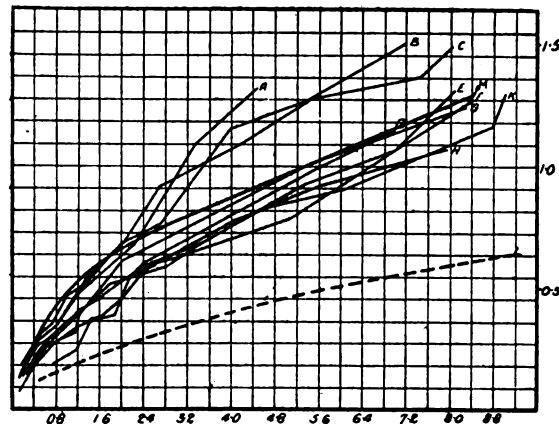


Fig. 18. — Poids de moteurs triphasés à 40, 50 et 60 périodes.

prix de revient par tonne va en diminuant un peu quand le poids du moteur augmente.

(A suivre.)

R. V.

Machines à courant constant. — E. Rosenberg. — *Elektrotechnische Zeitschrift*, 8 novembre 1906.

Le principe de la dynamo Rosenberg a été déjà décrit (1). L'auteur indique les applications de cette machine aux réseaux de distribution sur lesquels le courant doit conserver une intensité à peu près constante quand la résistance extérieure varie: des réseaux de ce genre sont souvent employés en Amérique pour l'alimentation de lampes à arc en série. Pour l'alimentation des phares et des projecteurs également, les machines à courant constant rendent de grands services.

Comme on se le rappelle, une machine bipolaire comprend deux balais, calés sur la zone neutre ordinaire et court-circuités entre eux: deux autres balais, placés perpendiculairement aux premiers, servent à recueillir le courant. Le courant passant par les balais court-circuités produit un flux de réaction transversale qui engendre la tension utile. La différence entre le flux primitif (primaire) et le flux de réaction (secondaire) de l'induit constitue un flux (tertiaire) qui produit la f. é. m. nécessaire au passage du courant auxiliaire dans les balais court-circuités. Le

(1) *Eclairage Electrique*, tome XL, 3 septembre 1904, page 396.

courant auxiliaire parcourant un circuit dont la résistance est limitée à celle de l'induit et des balais, il suffit d'un faible flux différentiel pour engendrer dans le court-circuit un courant d'intensité normale et produire aussi le flux secondaire correspondant. La moindre variation dans le courant utile augmente ou diminue considérablement le flux différentiel actif et, par suite, la machine répond par une forte variation de tension à la moindre variation de l'intensité du courant débité. Si le circuit d'utilisation est court-circuité, le courant utile ne peut pas dépasser la valeur pour laquelle la démagnétisation de l'induit est à peu près égale au flux primaire.

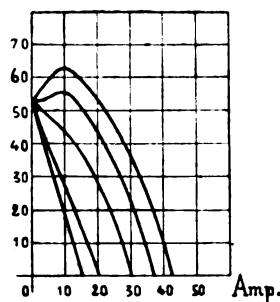


Fig. 1.

La figure 1 indique les courbes caractéristiques d'une de ces machines à excitation série. Ces différentes caractéristiques ont été obtenues en shuntant plus ou moins, au moyen d'une résistance en dérivation, les bobines inductrices série de la machine : les valeurs du courant dans les bobines inductrices sont alors égales à 0,9, 0,8, 0,7 0,6, fois le courant dans l'induit.

B. L.

TRANSMISSION & DISTRIBUTION

Emploi de conducteurs en sodium au lieu de conducteurs en cuivre. — A.-G. Betts. — Electrical World, 10 novembre 1906.

Les dépenses énormes de cuivre limitent souvent l'extension des lignes électriques, et il devient nécessaire de trouver un autre métal à substituer au cuivre pour l'établissement de conducteurs électriques.

Le tableau I donne les valeurs de la conductibilité des métaux communs ayant une conductibilité suffisamment élevée.

TABLEAU I
Conductibilités relatives.

MÉTAL	CONDUCTIBILITÉ RAPPORTÉE au poids.	CONDUCTI- VITÉ RAPPORT au volu-
Sodium.	115	31
Calcium.	100	45
Potassium.	86,8	22
Aluminium.	80,4	63
Magnésium.	75,5	39
Cuivre.. . . .	37,5	97
Argent.	32,5	100
Or.	13,6	76
Zinc.	14,5	29
Cadmium.. . . .	9,7	24
Cobalt.. . . .	6,8	16
Étain.	6,7	14
Fer.	6,3	14
Nickel.	5,0	12

Le beryllium a une conductibilité spécifique beaucoup plus considérable que celle du cuivre et un faible poids spécifique : si le prix du métal s'abaissait à 10 francs environ par kilogramme, son emploi ne reviendrait pas plus cher que celui du cuivre, et les machines électriques pourraient être beaucoup plus légères. Parmi les métaux communs, le sodium a la plus grande conductibilité par unité de poids. On compare ce métal avec le calcium, le potassium, l'aluminium et le magnésium qui viennent après lui, on voit qu'il est le moins coûteux à produire. Le prix de revient avec le procédé Casati est d'environ 1^{fr},20 le kilogramme et ne peut certainement pas être 1^{fr},50. Le procédé Casati permettrait de le produire au prix de 0^{fr},40 le kilogramme et même moins, une fois les dépenses mécaniques du procédé résolues. Il est assez probable que l'on pourrait électrolyser le chlorure de sodium fondu : on suppose que 100 watts-heure suffiraient sans doute par kilogramme de sodium pour ce traitement : le prix de revient est peu élevé, et ce procédé donnerait comme produit du chlore.

L'emploi de sodium comme conducteur est difficile à première vue, à cause de la réaction violente qui se produit au contact de l'air. On peut enfermer ce métal dans des tubes en verre ou en acier. L'auteur donne un tableau des principales constantes d'un certain nombre de conducteurs ainsi établis et ayant un diamètre

pris entre 1^{cm},25 et 15 centimètres : il calcule le poids de sodium et de fer par unité de longueur, ainsi que les dépenses totales d'établissement de ce conducteur qu'il compare avec celles relatives à un conducteur équivalent en cuivre. Les principaux résultats de ces calculs sont les suivants :

DIAMÈTRE du TUBE DE FER	COURANT PASSANT par le tube de fer.	COURANT PASSANT par le sodium.	COURANT TOTAL	PRIX DE REVIENT LE PRIX du conduct. de cuivre étant pris pour unité.
cm.	ampères.	ampères.	ampères.	
2,25	29,9	79	109	0,42
2,5	59,2	222	281	0,32
3,75	96	526	622	0,28
5	128	864	992	0,26
7,5	269	1 908	2 177	0,25
10	380	3 270	3 650	0,24
12,5	518	5 152	5 670	0,22
15	670	7 460	8 130	0,22

Ces chiffres ont été calculés en supposant le sodium à 0^{fr},80 le kilogramme, ce qui est un chiffre trop bas à l'heure actuelle, mais qui pourra être atteint si les débouchés de ce métal se multiplient. Les résultats comparatifs sont exacts, car le cuivre a été compté aussi trop bas, à 1^{fr},80 le kilogramme.

Un exemple montre l'économie réalisée. Soit un conducteur en cuivre de 1 000 francs que l'on remplace par un conducteur de 300 francs en sodium. Le régime le plus économique est obtenu quand les dépenses en intérêt du capital et en pertes de puissance en ligne sont égales. Dans le premier cas, les dépenses annuelles sont de 60 francs pour les intérêts et de 60 francs pour l'énergie perdue, soit au total 120 francs. Si l'on remplace simplement le conducteur de cuivre par un conducteur en sodium, les dépenses sont les suivantes : intérêts 18 francs ; énergie perdue 60 francs ; total 78 francs. Si l'on veut réaliser le maximum d'économie, on doit employer un conducteur en sodium de 550 francs : les dépenses sont alors les suivantes : intérêts 33 francs ; pertes d'énergie 32^{fr},75 ; total 65^{fr},75.

L'auteur a fabriqué en janvier 1906, un conducteur de 45 mètres de long avec des tubes de fer de 3^{cm},75 de diamètre. Le remplissage a été effectué à chaud, avec du sodium fondu : les extrémités étaient protégées de l'action de l'humidité par un enduit composé de graphite et d'huile, puis

elles étaient recouvertes de calottes en fonte à travers lesquelles passaient des boulons en cuivre. Le conducteur fut essayé avec un courant de 500 ampères : la résistance était de 0,00003 ohm par mètre. Le prix d'établissement d'un tel conducteur pourrait être sensiblement abaissé par l'emploi de tubes de fer spéciaux à parois minces.

R. R.

Sur l'échauffement de câbles à plusieurs conducteurs torsadés placés dans le sol. — J. Teichmüller et P. Humann. — Elektrotechnische Zeitschrift, 22 novembre 1906.

Les auteurs ont calculé, dans une étude antérieure (¹), les constantes servant pour la détermination de l'échauffement des câbles. Ils ont fait depuis lors quelques nouvelles expériences sur des câbles à haute tension à plusieurs conducteurs torsadés et, après avoir constaté que les résultats obtenus vérifient la théorie, ils en ont déduit des tableaux numériques pratiques.

Le dispositif expérimental était le même que précédemment : les câbles étaient enfouis dans le sol à 70 centimètres de profondeur. Les conducteurs d'un câble étaient reliés en série et étaient traversés par du courant continu. L'élévation de température des conducteurs en cuivre et de l'enveloppe de plomb était déterminée d'après la résistance électrique. On mesurait en outre la température de la surface extérieure du câble au moyen d'une spirale de fil de cuivre enroulée sur elle.

L'élévation de température τ intervenant dans le calcul et produite par le courant de charge, se compose de la température du sol à la profondeur d'enfouissement, augmentée de l'élévation de température du cuivre, et diminuée de la température du sol à la profondeur l_c , cette profondeur étant celle pour laquelle la température du sol ne dépend plus des variations de la température extérieure.

Pour déterminer cette profondeur importante l_c , les auteurs ont fait une série d'expériences qui a duré six mois. Les variations à 10 centimètres de profondeur sont si faibles que l'on peut admettre comme constante la température t_c à cette profondeur pendant la durée d'un essai

(¹) *Eclairage Electrique*, tome XLVIII, 28 juillet et 4 août 1906, pages 153 et 194.

d'échauffement. On a donc pour t_c la valeur de 10 centimètres, et l'on compte l'élévation de température τ à partir de t_c . Les câbles étudiés avaient les dimensions indiquées par le tableau I, dans lequel les lettres ont les significations suivantes :

- d diamètre du conducteur de cuivre.
 D diamètre du cercle tangent extérieurement aux conducteurs.
 D'_i diamètre de cuivre réduit au câble à un conducteur.
 D_{is} — intérieur de l'enveloppe de plomb.

- D_{pb} — extérieur —
 $D_{c,i}$ — intérieur de l'armature.
 D_{Fe} — extérieur —
 D_a — extérieur du câble.
 D'_a — extérieur réduit.

$\Delta = (D'_a - D'_i)/2$ la couche d'isolant et de r intervenant pour la conductibilité calo-

Cu/Cu et Cu/Pb les épaisseurs d'isolant entre eux ou entre un conducteur et l'en-

Toutes les dimensions sont en millimètres.

Les résultats des expériences des au-
rassemblés dans le tableau II.

TABLEAU I

Q en mmq.	d	D_i	D'_i	D_{is}	D_{pb}	$D_{c,i}$	D_{Fe}	D_a	D'_a	Δ	Cu/Ca
3×10	3,57	18,1	11,8	27,1	35,5	40,5	44,5	49,0	39,1	13,7	9,0
2×25	6,4	32,8	18,7	72,8	79,0	84,0	88,0	93,0	81,8	31,6	20,0
3×35	7,6	27,5	20,1	38,8	43,8	48,8	52,8	57,0	46,7	13,3	9,6
3×50	9,2	32,3	23,8	53,9	62,0	67,0	71,0	76,0	62,4	19,3	10,8
3×95	12,7	36,8	28,8	53,2	60,2	64,2	71,2	76,0	60,6	15,9	8,2

TABLEAU II

Q en mmq.	CHARGE EN AMPÈRES	t_{70} en °C	t_c en °C	ÉLÉVATION DE TEMPÉRATURE MESURÉE			DURÉE DE L'ESSAI en minutes.
				CONDUCTEUR en cuivre.	ENVELOPPE de plomb.	SURFACE du câble.	
3×10	3×50	16,9	18,5	13,2	2,6	2,3	555
	3×60	16,8	21,2	19,9	6,0	3,5	520
	3×70	17,1	20,3	27,5	10,3	5,0	635
	3×80	16,7	18,5	37,3	11,7	6,9	615
2×25	2×100	15,7	13,4	22,3	»	1,9	590
	2×110	15,4	15,2	26,9	4,3	2,2	565
	2×120	16,4	18,6	33,6	6,2	2,6	645
	2×140	16,7	18,4	47,8	10,3	4,1	615
3×35	3×130	17,4	18,2	19,8	8,0	4,1	460
	3×160	17,2	19,3	32,0	13,8	7,2	590
	3×180	17,2	20,6	44,9	18,4	9,6	595
3×50	3×140	17,8	17,9	21,7	6,5	3,3	562
	3×160	17,2	17,2	28,7	9,5	4,6	630
	3×180	17,8	16,0	37,8	10,7	6,7	590
	3×200	18,2	19,0	49,3	15,2	7,6	590
3×95	3×200	17,8	19,5	18,3	6,8	3,6	615
	3×220	17,9	18,6	23,1	6,1	3,9	520
	3×250	17,7	17,1	27,9	11,1	5,3	445
	3×280	17,7	22,1	39,4	15,2	7,8	615

D'après ces résultats, on peut calculer l'intensité J_{25} correspondant à une élévation de température de 25° . On a la formule :

$$J_{25} = J_x \sqrt{25/x},$$

dans laquelle on introduit pour x la valeur du tableau II la plus voisine de l'élévation de température. On trouve ainsi en moyenne les valeurs suivantes (tableau III).

A ces résultats, les auteurs ajoutent (tableaux IV et V) les dimensions d'un câble à plusieurs conducteurs étudié par l'un d'eux et les observations faites sur ce câble. Malheureusement, dans ces

expériences anciennes, les mesures de la température n'avaient pas été très rigoureuses.

TABLEAU III

x	J_{25}
3×10	71,9
2×25	104,2
3×35	145,0
3×50	146,6
3×95	237,2

TABLEAU IV

Q en mmq.	d	D_i	D'_i	D_{is}	$D_{p\%}$	$D_{c,1}$	$D_{r,1}$	$D_{a,1}$	$D'_{a,1}$	Δ	Cu/Cu	Cu/Pb
4×25	5,65	23,55	17,6	37,55	44,55	49,55	53,55	58,0	45,5	13,95	7,0	7,0
4×100	12,95	39,2	31,92	50,2	58,2	63,2	67,2	72,0	58,4	13,24	6,0	5,5
3×35	7,65	26,88	19,84	35,88	41,88	46,88	50,88	55,0	43,4	11,78	9,0	4,5
3×25	6,4	23,0	16,84	37,0	44,0	49,0	53,0	58,0	45,0	14,13	8,0	7,0
3×100	12,95	37,15	29,16	51,15	59,15	64,15	68,15	73,0	59,4	15,12	8,0	7,0

TABLEAU V

Q	J_{25}
4×25	98,2
4×100	219,5
3×35	134,0
3×25	103,5
3×100	224,0

Les auteurs étudient si les résultats de ces expériences anciennes et nouvelles faites sur des câbles à haute tension à plusieurs conducteurs concordent avec la théorie. La valeur de σ_{kt} variant entre 40 et 60 en moyenne, les auteurs ont admis pour leurs calculs la valeur 50. La comparaison est faite entre les résultats obtenus et ceux trouvés théoriquement par Herzog et Feldmann au moyen de formules exactes. Cette comparaison est indiquée par le tableau VI.

Si l'on compare les valeurs des courants observés avec celles indiquées dans les tableaux du livre de Herzog et Feldmann, on n'observe de différence surprenante que pour le câble de $3 \times 10 \text{ mm}^2$: la différence est d'ailleurs très grande pour ce câble. Cela provient de l'adjoin-

tion d'une boîte de dérivation faite à ce câble peu avant les essais et à l'insu des expérimentateurs. On constate, dans l'ensemble des résultats obtenus, que les courants trouvés expérimentalement ont une valeur un peu plus grande que les courants trouvés théoriquement. La différence est de 4 % environ et est par conséquent très faible et les tableaux donnés peuvent être employés en pratique.

TABLEAU VI

	Q en mmq.	CÂBLE ÉTUDIÉ			D'APRÈS LES TABLEAUX DU LIVRE		
		Δ	J_{25}	σ_{kt}		Δ	J_{25}
Nouvelles expériences.	3×10	13,7	71,9	544	Pour 6 000 volts	11,6	58,1
					— 10 000 —	16,4	56,3
	2×25	31,6	104,2	575	— 10 000 —	17,6	109,0
	3×35	13,3	145,0	440	— 6 000 —	13,3	121,
	3×50	19,3	146,6	539	— 10 000 —	18,0	145,0
Anciennes expériences.	3×95	15,9	237,2	530	— 6 000 —	14,9	218,0
	4×25	14,0	98,2	"	Pour 6 000 volts	11,8	91,6
					— 10 000 —	16,4	88,6
	4×100	13,24	219,5	"	— 6 000 —	13,2	204,0
	3×35	11,78	134,0	"	— 3 000 —	9,5	126,
					— 6 000 —	13,3	121,0
	3×25	14,13	103,5	"	— 6 000 —	11,8	101,0
	3×100	15,12	224,0	"	— 10 000 —	16,6	96,5
					— 6 000 —	13,7	223,0
					— 10 000 —	17,7	215,0

B. L.

**OSCILLATIONS HERTZIENNES,
TÉLÉGRAPHIE SANS FIL
& TÉLÉPHONIE SANS FIL**

Production et emploi d'oscillations de haute fréquence non amorties pour la télégraphie sans fil. — W. Hahnemann. — Elektrotechnische Zeitschrift, 22 novembre 1906.

Plusieurs expérimentateurs ont songé à employer un arc chantant pour la production d'oscillations électriques entretenues. Récemment Poulsen ⁽¹⁾ a indiqué un moyen pour augmenter la fréquence des oscillations produites et l'énergie de ces oscillations : pour cela il fait jaillir l'arc dans une atmosphère d'hydrogène.

La société Telefunken est parvenue, de son côté, sans l'emploi d'hydrogène, à utiliser les propriétés de l'arc chantant pour la production des oscillations servant à la télégraphie sans fil. Pour cela elle se sert d'une électrode supérieure en cuivre refroidie par un liquide. Cette électrode est disposée de la façon qu'indique la figure 1. Dans la surface creuse inférieure de l'électrode A en cuivre, pénètre l'électrode en charbon B : le cylindre creux H est rempli d'eau. La combustion du charbon est beaucoup plus faible dans l'air libre que dans l'hydrogène. Si l'on veut augmenter l'énergie mise en jeu, on dispose en série plusieurs arcs. On peut aussi réunir en parallèle plusieurs groupes d'arcs



Fig. 1.

en série. On a constaté que le meilleur montage à employer dans cet ordre d'idées était tout à fait analogue au montage de Braun pour la télégraphie sans fil. Grâce à l'adoption de ce montage série-parallèle, on peut mettre en jeu beaucoup d'énergie en disposant de tensions relativement basses.

Il est nécessaire, quand on emploie ainsi plusieurs arcs en série et en parallèle, que ceux-ci soient tous réglés simultanément. Pour cela, on fixe un certain nombre d'électrodes de charbon sur une pièce de bois susceptible de tourner autour de son axe longitudinal, et l'on dispose les électrodes en cuivre au-dessus de ces électrodes de charbon. L'usure de celle-ci étant très faible, il suffit de faire tourner un peu, de temps

en temps, la pièce de bois qui supporte les bons.

Au lieu d'employer le montage de l'antenne est excitée par induction par un circuit oscillant branché en dérivation au de l'arc, on est parvenu à mettre l'antenne rectement en vibrations, en embrochant en série sur elle. L'avantage de ce dispositif est incontestable, car les oscillations engendrées par l'arc étant toujours des oscillations libres dont la fréquence dépend uniquement des constantes du circuit oscillant, l'accord de l'antenne avec le circuit oscillant favorise l'apparition de plusieurs ondes. Avec l'antenne directement excitée, cet inconvénient n'existe pas. En outre, on évite ainsi toutes les pertes d'énergie oscillante qui ne se produisent pas dans l'antenne.

L'auteur rappelle en terminant les avantages qu'offre, en télégraphie sans fil, l'emploi d'oscillations entretenues, avant tout pour la possibilité de transmettre un signal beaucoup plus exact entre le transmetteur et récepteur.

Expériences sur la téléphonie sans fil. — E. Ruhmer. — Elektrotechnische Zeitschrift, 1906.

Maintenant que l'on est parvenu à augmenter la fréquence des oscillations produites par l'arc chantant en plaçant celui-ci dans une atmosphère d'hydrogène (Poulsen) ou en refroidissant artificiellement les électrodes (Telefunken), on a pu passer à la phase nouvelle de la téléphonie sans fil.

Depuis plusieurs années, on avait reconnu que la possibilité de produire des oscillations électriques non amorties est la condition fondamentale pour la réalisation de la téléphonie sans fil : on savait qu'il suffisait de modifier ces oscillations non amorties par une fréquence correspondant à la parole pour que les électriques émises puissent reproduire la membrane d'un téléphone, à la station réceptrice, les modulations de la voix agissant sur le récepteur.

Pour influencer les oscillations électriques, on peut recourir à deux méthodes différentes : ou bien on peut modifier la fréquence des oscillations d'une façon correspon-

⁽¹⁾ *Eclairage Electrique*, tome XLIX, 1^{er} décembre 1906, page 354.

voix, sans que la fréquence soit modifiée; ou bien l'on peut modifier l'oscillation propre du système oscillant ou du système ouvert, et modifier ainsi, pour une intensité constante, l'exactitude de l'accord du système accouplé. Les deux méthodes permettent de transmettre des ondes électriques qui ondulent d'une façon correspondant à la voix.

Au poste récepteur, on se sert d'un détecteur ordinaire (contact microphonique, détecteur électrolytique, détecteur magnétique) en série avec un téléphone et une pile. Pour une longueur d'ondes invariable, une variation de l'intensité des oscillations produit une variation correspondante de l'action sur le récepteur; pour une longueur d'ondes variable et une intensité constante, un nombre variable d'ondes agit sur le récepteur dans des intervalles de temps égaux, et l'effet dépend du nombre des ondes reçues.

L'auteur a fait un certain nombre d'expériences sur la télégraphie sans fil. Comme producteur d'ondes, il a employé un appareil Poulsen avec arc chantant jaillissant dans une atmosphère d'hydrogène: le courant d'alimentation était emprunté à un réseau à 220 volts: sept bouteilles de Leyde constituaient la capacité du circuit oscillant (0,02 microfarad environ), et étaient en série avec une self-induction réglable et avec la bobine primaire d'un transformateur Tesla.

Quand on regardait au miroir tournant (140 tours par minute) l'arc du transmetteur, celui-ci paraissait semblable à un arc ordinaire à courant continu, car la fréquence de l'arc (300 000 périodes environ par seconde) était beaucoup trop élevée pour que celui-ci pût être décomposé en décharges individuelles. De même un tube oscillographique à décharge, intercalé dans la bobine secondaire du transformateur, donne une raie lumineuse continue.

L'auteur a employé le montage qu'indique la figure 1. Au lieu d'une bobine de self-induction destinée à empêcher une réaction des oscillations sur le réseau à courant continu, l'auteur a employé une bobine d'induction dont le secondaire était relié à un microphone et à une batterie. Le circuit oscillant branché en dérivation sur l'arc contenait le primaire d'un transformateur Tesla dont le secondaire était relié à un tube à vide.

Les expériences furent couronnées d'un plein succès. La figure 2 montre l'apparence du tube

dans le miroir tournant quand on ne parlait pas devant le microphone et la figure 3 montre le résultat obtenu quand on prononçait devant le microphone la voyelle O.

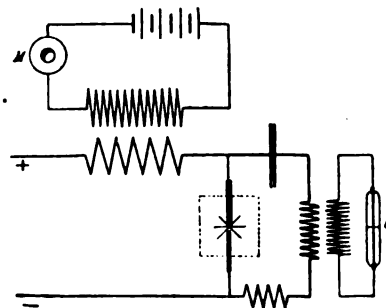


Fig. 1.

On ne peut pas dire exactement si, dans cet essai, c'est l'intensité ou la fréquence des oscillations qui varie: il est probable que ces deux grandeurs varient simultanément.

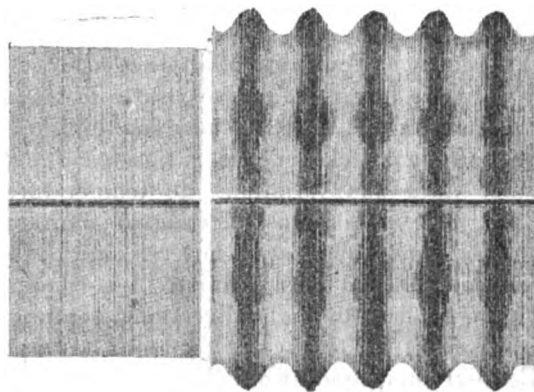


Fig. 2.

Fig. 3.

Quand on remplaçait le tube à vide par un arc électrique, celui-ci reproduisait d'une façon très nette et intense les mots prononcés devant le microphone: de cette expérience à la téléphonie sans fil, il n'y a qu'un pas. L'auteur emploie pour les transmissions à distance un montage identique à celui de la figure 1, à la différence près que le secondaire du transformateur Tesla était embroché sur une antenne, au lieu d'être relié au tube à vide. Comme récepteur, l'auteur se servait d'un détecteur électrolytique branché aux bornes d'un condensateur en série avec l'antenne réceptrice, et portant en dérivation un téléphone et une pile.

Les résultats obtenus furent extrêmement satisfaisants. Avec des antennes d'environ 1^m,50 de

hauteur, on peut transmettre la parole d'une façon très nette et intense à une distance de 30 mètres.

Sans aucun doute, cette méthode, employée avec des antennes de grandes dimensions, permettra une bonne transmission de la parole à plusieurs kilomètres au moyen d'ondes électriques. L'auteur poursuit ses expériences dans cette voie.

R. V.

Sur la Téléphonie sans fil. — Collins. — Elektrotechnische Zeitschrift, 15 novembre 1906.

L'auteur cherche à réaliser un système de téléphonie sans fil en employant un arc chantant et en se servant de la terre ou de l'eau pour la propagation des ondes électriques, d'après le système indiqué par Rathenau et Strecker pour la téléphonie sans fil. Le transmetteur est constitué de la façon suivante. Une forte batterie et un arc sont reliés en série, et les deux bornes extrêmes de ce circuit A sont connectées à la terre. En dérivation sur l'arc est branché un circuit B contenant un microphone et une bobine d'inductance. Toute variation de résistance produite dans le circuit dérivé B par la vibration du microphone est transmise au circuit A et produit dans celui-ci des variations de résistance dues aux variations de température de l'arc. Les oscillations électriques émises par celui-ci sont transmises à la terre ou à l'eau par les conducteurs de jonction. Les ondes se propagent dans toutes les directions, et atteignent les prises de terre semblable du récepteur. Celui-ci comprend un arc électrique et une forte batterie reliés à deux prises de terre comme au poste transmetteur; en dérivation sur l'arc est branché un circuit contenant une bobine d'inductance et un téléphone.

R. V.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

Sur la transmission à distance des photographies : appareil servant à compenser l'inertie du sélénium. — A. Korn. — Académie des Sciences⁽¹⁾, 3 décembre 1906.

Les appareils réalisés par l'auteur pour la transmission des photographies et des gravures

⁽¹⁾ Cette note a été présentée par M. POINCARÉ, qui a bien voulu nous communiquer la photographie de la figure 1, transmise par le système Korn.

au moyen des lignes télégraphiques été décrits en détail⁽¹⁾.



Fig. 1.

Depuis lors, plusieurs perfectionnements ont permis d'obtenir, à la réception, une image d'une grande netteté, dont la figure 1 est une idée. Parmi ces perfectionnements, le plus important réside dans la réalisation d'un appareil servant à compenser l'inertie du sélénium. En effet, on sait, en effet, que les variations de résistance de ce métal présentent une sorte d'hystérésis dont la présence est gênante pour les applications de ce système. L'appareil imaginé par l'auteur pour remédier à ce principe suivant.

Soient E_1 et E_2 deux batteries électromotrices mises en série, et la tension du courant aux deux pôles, Se_1 et Se_2 , de sélénium placées en série dans le pont dont les deux bouts sont respectivement situés entre les deux batteries et les deux cellules de sélénium, un pont semblable à ceux qui sont employés

⁽¹⁾ *Eclairage Electrique*, t. XXIX, 18 juin 1906.

photographie est arrangé de manière que la cellule Se_2 soit illuminée par une source de lumière suivant les déviations du galvanomètre.

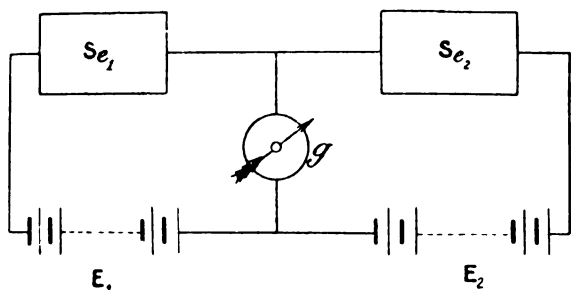


Fig. 2.

Soient w_1 et w_2 les résistances des cellules et supposons toutes les autres résistances petites en comparaison avec w_1 et w_2 ; alors la déviation du galvanomètre sera

$$\alpha = ce \left(\frac{1}{w_1} - \frac{1}{w_2} \right),$$

où c représente une constante du galvanomètre.

Si les résistances des cellules sont les mêmes à l'obscurité, ce que l'on peut obtenir à l'aide d'une résistance additive, on aura

$$\alpha = 0$$

aussi longtemps que la cellule Se_1 reste dans l'obscurité, et si le galvanomètre est arrangé de manière que Se_2 ne reçoive de la lumière que par une déviation du galvanomètre.

Si nous illuminons Se_1 , un courant passera dans le pont, fera dévier le galvanomètre g et illuminera la cellule Se_2 ; notre but sera de choisir les constantes de l'appareil de façon que α devienne proportionnel à l'intensité I de lumière tombant sur la cellule Se_1 , malgré l'inertie du sélénium, c'est-à-dire malgré sa propriété de retenir un peu les impressions de toutes les illuminations qu'il a subies antérieurement.

Nous ferons sur l'inertie du sélénium la supposition suivante, que l'expérience a vérifiée pour les cas où les changements de résistance du sélénium restent entre certaines limites. On aura

$$\frac{i}{w_1} = \frac{i}{w_{10}} + c_1 I + C_1 I',$$

où w_{10} , c_1 , C_1 sont des constantes de la cellule,

et I' un terme dépendant linéairement des illuminations antérieures⁽¹⁾.

Nous aurons les trois équations,

$$\begin{aligned} \alpha &= ce \left(\frac{i}{w_1} - \frac{i}{w_2} \right), \\ \frac{i}{w_1} &= \frac{i}{w_{10}} + c_1 I + C_1 I', \\ \frac{i}{w_2} &= \frac{i}{w_{20}} + \gamma (c_2 \alpha + C_2 \alpha'), \end{aligned}$$

où w_{20} , c_2 , C_2 sont des constantes de la cellule Se_2 , γ une constante dépendant de l'arrangement qui règle l'illumination de Se_2 par les déviations α du galvanomètre g , et α' un terme dépendant des déviations α antérieures. A l'aide d'une résistance additive, on peut faire :

$$w_{10} = w_{20}.$$

Une première approximation sera obtenue en négligeant les termes $C_1 I'$ et $C_2 \alpha'$; alors on trouvera :

$$\alpha = ce(c_1 I - \gamma c_2 \alpha), \quad \alpha = \frac{cc_1 e}{i + \gamma cc_2 e} I.$$

Il s'agit d'obtenir la proportionnalité entre α et I aussi en deuxième approximation. Pour une deuxième approximation, on ne doit plus négliger I' et α' , mais on peut se servir de la première approximation

$$\alpha' = \frac{cc_1 e}{i + \gamma cc_2 e} I',$$

et l'on arrivera au résultat voulu, c'est-à-dire on s'affranchira des termes dus à l'inertie du sélénium aussi en deuxième approximation, si

$$C_1 I' = \gamma C_2 \alpha',$$

c'est-à-dire si l'on choisit la constante γ de manière que

$$C_1(i + \gamma cc_2 e) = \gamma cc_1' e C_2.$$

La constante γ dépend, comme nous l'avons dit plus haut, de la disposition qui permet d'illuminer Se_2 selon les déviations du galvanomètre g , et l'on peut faire varier γ par exemple en déplaçant une lentille entre la cellule Se et le galvanomètre servant d'obturateur entre la source de lumière et la cellule Se_2 . En pratique on trouve une bonne disposition en tâtonnant; quand on s'en approche on voit diminuer le traînage du galvanomètre dû à l'inertie du sélénium.

(1) Cela veut dire que nous supposons que ce terme devienne $\beta I'$, si toutes les illuminations antérieures sont augmentées ou diminuées dans la proportion constante $I : \beta$.

Ceci n'est qu'une théorie élémentaire qui représentera les faits approximativement, si les changements de résistance des cellules restent au-dessous de certaines limites, mais il est clair que l'on pourra toujours améliorer la compensation en interposant entre la cellule Se_2 et le galvanomètre g un obturateur gradué de manière que l'intensité de lumière tombant sur Se_2 ne soit pas proportionnelle à la déviation α , mais une certaine fonction de α que l'on doit trouver par l'expérience. Dans les dernières expériences de téléphotographie l'auteur a encore maintenu la proportionnalité.

Pour la téléphotographie le compensateur a encore un deuxième avantage consistant dans le fait que la déviation du galvanomètre ne se fait pas exactement avec la même vitesse que les changements de l'illumination de la cellule Se_2 ; un brusque changement d'illumination de Se_1 se fait sentir dans le galvanomètre avant la répercussion dans la cellule Se_2 , il est vrai pour un moment extrêmement petit, mais grâce à ce phénomène on trouve dans les téléphotographies des traces de détails qui ne semblaient pas accessibles d'abord à la sensibilité du galvanomètre.

ÉLÉMENTS PRIMAIRES ET ACCUMULATEURS

Perfectionnements aux accumulateurs au plomb. — *Centralblatt für Accumulatoren*, septembre, octobre, novembre 1906.

Procédé pour la préparation des plaques d'accumulateurs — N.-J. ROSKLE. — Brevet allemand 168 748, 28 janvier 1905; acc. 15 mars 1906.

Le noyau est coulé à chaud dans un support ayant par exemple la forme d'une grille à plusieurs branches. Le moule servant à couler le noyau est en deux pièces assemblées. La coulée est faite de telle façon qu'il existe entre le noyau et le support une pellicule métallique facile à enlever après refroidissement, dont le but est d'empêcher une déformation. Le refroidissement des plaques ainsi préparé est effectué lentement et uniformément pour qu'il existe un contact continu entre la masse et son support.

Perfectionnements aux plaques d'accumulateurs. — A. SCHANSCHIEFF. — Brevet anglais 11 654, décembre 1905; acc. 21 juin 1906.

Pour obtenir des plaques solides et légères,

on les munit de deux systèmes de nervures, l'un présentant un quadrillage diagonal. Entraves sont ménagées un grand nombre qui contiennent la matière active.

Perfectionnements aux accumulateurs. — H.-F. JOEL. — Brevet anglais 17 238, 21 juin 1906.

L'action uniforme sur les deux faces des plaques, la libre circulation de l'électrolyte, le dégagement rapide des gaz obtenus en munissant les plaques de nervures creuses et en appliquant sur elles des séparateurs en matière poreuse présentant des nervures. Les plaques sont perforées pour permettre une facile circulation de l'électrolyte. Les séparateurs forment des canaux verticaux dans lesquels les gaz se dégagent facilement. La matière poreuse employée est de la laine d'amiant.

Accumulateurs. — G.-A. FORD. — Brevet américain 824 348, 20 juillet 1904; acc. 26 juin 1906.

Cet accumulateur est particulièrement adapté au service des voitures automobiles. Les plaques sont disposées à peu près horizontalement avec une déclivité en leur centre. Elles s'appuient sur des pièces de support portant un grand nombre de trous remplis d'un mélange de matières poreuses, du gypse et de la farine. Quand on verse l'électrolyte dans l'élément, la farine et le gypse deviennent plus poreux; l'électrolyte peut ainsi circuler facilement.

Séparateur pour plaques d'accumulateurs. — L.-W. HORTON. — Brevet américain 824 348, 20 juillet 1904; acc. 10 juillet 1906.

Ces séparateurs, établis pour être utilisés dans des batteries d'automobiles, de telle façon qu'ils soient soumis à de fortes trépidations, sont formés de deux pièces portant des nervures saillies et un grand nombre de perforations. Les deux pièces sont appuyées l'une contre l'autre, les taquets venant en contact. L'usage de ces séparateurs, qui présentent intérieurement une cavité pour l'électrolyte, permet de remplacer la chute de matière active par des nervures saillies sur l'une des parties et horizontales sur l'autre partie du séparateur.

Plaque d'accumulateur. — A.-E. KNIGHT. — Brevet américain 826 173, 8 novembre 1905; acc. 17 juillet 1906.

La plaque consiste en deux pièces juxtaposées. Chacune d'elles comprend un cadre en plomb et, vers l'extérieur, une feuille de plomb mince perforée. La matière active est introduite dans l'intérieur de chaque pièce et est soutenue par le grillage : ensuite, les deux pièces sont assemblées au moyen de rivets en plomb pénétrant aux croisements des nervures des grillages. Avec cette disposition, toute chute de la matière active contenue à l'intérieur des feuilles perforées est entièrement évitée.

Plaque positive pour accumulateur. — M. SCHNEIDER. — Brevet allemand 175 213, 21 mai 1905; acc. 6 novembre 1906.

L'électrode est cylindrique. Elle comprend une série de lamelles de plomb inclinées vers une âme cylindrique centrale à laquelle elles sont fixées. Des canaux permettent une bonne circulation de l'électrolyte entre ces lamelles et par le centre de l'âme tubulaire. La matière active est rapportée entre ces lamelles qui forment des supports en forme d'augets : la chute de cette matière est impossible.

Procédé pour régénérer les accumulateurs électriques qui, par suite de sulfatation ou de détérioration de la matière active, ont perdu une grande partie de leur capacité. — C. LUCKOW. — Brevet allemand 174 675, 11 mai 1904; acc. 7 novembre 1906.

L'inventeur emploie un procédé électrolytique pour récupérer le plomb des sels insolubles ou difficilement solubles. On enlève d'abord l'acide sulfurique des éléments et on lave les électrodes à grande eau : ensuite on remplit les bacs avec une solution à 1 à 2 % de sulfate de potassium, de sodium ou de magnésium, ou bien de carbonate, borate ou hydroxyde de potassium, ou d'un mélange de ces sels. L'emploi de carbonate, borate ou hydroxyde de potassium, ou de sodium a simplement pour but de neutraliser l'acide sulfurique libéré pendant l'électrolyse. On soumet les éléments ainsi préparés à l'action d'un courant électrique que l'on inverse tous les 3 ou 6 jours : le sulfate de plomb se dissout et, pour chaque sens du courant, il se forme à un pôle du plomb spongieux et, à l'autre pôle, du peroxyde de plomb. Une fois l'opération termi-

née c'est à-dire au bout de 15 jours environ, on enlève l'électrolyte, on lave soigneusement l'élément, et on y replace de l'acide sulfurique étendu. Au bout de deux ou trois charges et décharges, quand l'acide a bien pénétré dans la matière active, l'élément a recouvré à peu près en totalité sa capacité primitive.

Procédé pour diminuer la résistance intérieure de l'électrode positive formée de grains de matière active contenus dans une enveloppe non conductrice. — FABRE et SCHMITT. — Brevet allemand 176 064, 8 avril 1904; acc. 29 novembre 1906.

Les plaques sont employées provisoirement comme cathodes dans un électrolyte dans lequel plongent des plaques de plomb : la surface des grains composés d'oxyde de plomb se transforme alors en plomb spongieux métallique qui forme une mince pellicule et assure un bon contact entre les grains. Ensuite on place la plaque dans un bac avec de l'acide sulfurique à 35° et l'on emploie un courant relativement intense qui provoque un gonflement et un foisonnement de la matière active : de cette façon les grains se soudent les uns aux autres et, sous l'effet de la pression exercée, les parties de plomb spongieux en contact adhèrent ensemble et sont protégées contre l'action de l'électrolyte. Le courant est amené aux grains constituant la matière active par une lame de plomb placée sur l'un des petits côtés du sachet isolant.

Emploi de matière particulièrement active pour la fabrication d'accumulateurs. — CH. JEANTAUD. — Brevet anglais 52, 1^{er} janvier 1906; acc. 6 novembre 1906.

La variété de plomb allotropique employée est très rapidement oxydée à l'air et possède une chaleur de combinaison supérieure à celle du plomb ordinaire, tandis que le poids atomique est plus faible, de telle sorte que le plomb ordinaire doit être considéré comme un produit de condensation de cette variété. De la chaleur de combinaison plus élevée, il résulte que l'élément construit avec du plomb allotropique possède une f. é. m. d'environ 5 % supérieure à celle d'un élément ordinaire. La nouvelle variété de plomb absorbe, lors d'une électrolyse avec le même nombre d'ampère-heures, environ deux fois plus d'oxygène que l'ancienne variété, et a une capacité presque double.

Si l'on électrolyse du plombate de potassium entre deux plaques de plomb laminé à 15° avec une faible densité de courant, on obtient à la cathode des cristaux brillants de plomb ordinaire. Si la densité de courant dépasse une certaine valeur (2 ampères par décimètre carré par exemple) on obtient des cristaux gris mat de la nouvelle variété de plomb. La densité de courant limite dépend de la nature de l'électrolyte, de sa concentration, de la f. é. m. aux électrodes et de la température.

Procédé pour fabriquer des plaques d'accumulateurs. — E.-L. OPPERMAN. — Brevet allemand 177 218, 4 avril 1905; acc. 11 octobre 1906.

On mélange à la matière active 0,5 à 1,5 % de cheveux ou de laine. Au bout d'un certain nombre de décharges, ces substances sont décomposées, et la plaque est très poreuse.

Batterie d'accumulateurs. — G.-M. ZINGEL. — Brevet allemand 178 555, 4 novembre 1905; acc. 22 octobre 1906.

Les plaques sont bipolaires et leurs deux faces sont séparées par une paroi de séparation non conductrice et imperméable à l'électrolyte. Les deux faces sont réunies par un conducteur qui pénètre de part et d'autre dans la matière active et s'y ramifie en plusieurs branches pour assurer un bon contact.

E. B.

MESURES

Sur le galvanomètre à bobine mobile. — W. Jaeger. — *Annalen der Physik.*

Si l'on définit la sensibilité S d'un galvanomètre à aiguille, dans lequel le courant produit une déviation angulaire, comme l'angle correspondant à l'intensité de courant 1 en unités absolues C. G. S., et si C désigne le facteur de réduction absolu du galvanomètre, D le couple directeur du champ magnétique et q la constante dynamique du galvanomètre, on a :

$$S = 1/C = q/D. \quad (1)$$

Dans le galvanomètre à aiguille, on a $q = GM$, M étant le courant magnétique de l'aiguille, et G la fonction du galvanomètre. En ne tenant pas compte de l'espace occupé par le guipage du

fil, on peut poser $G = g\sqrt{w}$, w étant tance de l'enroulement. Le couple directeur peut être modifié entre de larges limites, on rend l'aiguille astatique. Si l'on rend le moment d'inertie K du système oscilla

$$S = \left(\frac{M}{K} \cdot \frac{g}{\pi^2} \right) \sqrt{w\tau^2} = N\sqrt{w\tau^2},$$

τ étant la demi-durée d'oscillations du système entièrement dépourvu d'amortissement.

Cette formule, caractéristique pour un nomètre à aiguille, permet de calculer la sensibilité au courant pour des valeurs déterminées de w et τ ; elle montre aussi combien doit être grand le rapport μ/K et aussi g .

La sensibilité à la tension atteint son maximum quand la résistance du circuit extérieur est égale à la résistance de la bobine du galvanomètre. Cette sensibilité est alors donnée par l'équation :

$$P = S/2w = N\tau^2/2\sqrt{w}.$$

Dans le galvanomètre à bobine mobile, on doit prendre un certain nombre de considérations pour déterminer la sensibilité et pouvoir comparer différents types entre eux.

Pour le cas limite de l'apériodicité (sans amortissement) p est :

$$p^2 = 4KD.$$

On a, pour la durée de déviation balistique

$$T = t/\pi = \sqrt{K/D},$$

t étant la durée d'oscillations du système amorti. Au lieu du temps t , l'auteur introduit la grandeur $\theta = t/T$: φ désigne l'angle de déviation. On a, pour le cas limite de l'apériodicité, l'équation :

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} + 2 \frac{\partial \varphi}{\partial t} + \varphi = f(\theta).$$

Pour $f(\theta) = 0$, on a pour φ la valeur

$$\varphi = (A + B\theta)e^{-\theta},$$

la constante A représentant la déviation du système au temps $\theta = 0$, et $B = A$ la déviation au temps $\theta = 1$ (pour $\theta = 1$ on a $\varphi = Ae^{-1}$).

La déviation balistique atteint le maximum pour $\theta = 1$ ($t = T$).

(A suivre.)

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Electriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

DIRECTION SCIENTIFIQUE

A. D'ARSONVAL, Professeur au Collège de France, Membre de l'Institut. — A. BLONDEL, Ingénieur des Ponts et Chaussées, Professeur à l'École des Ponts et Chaussées — Éric GERARD, Directeur de l'Institut Électrotechnique Montefiore. — M. LEBLANC, Professeur à l'École des Mines. — G. LIPPMANN, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — D. MONNIER, Professeur à l'École centrale des Arts et Manufactures. — H. POINCARÉ, Professeur à la Sorbonne, Membre de l'Institut. — A. WITZ, Ingénieur des Arts et Manufactures, Professeur à la Faculté libre des Sciences de Lille.

MOTEURS MONOPHASÉS COMPENSÉS SANS BALAIS D'EXCITATION (Fin) (1).

MOTEURS MONOPHASÉS COMPENSÉS PAR LE COURANT ROTORIQUE.

En éliminant des équations de condition du moteur à répulsion compensé le courant de compensation, on est facilement conduit à se demander si, en reliant les balais d'un moteur à répulsion à contresens avec le stator dans une direction convenable, on ne pourrait pas également arriver à compenser le moteur.

La figure 25 traduit schématiquement cette idée. Les balais du rotor sont nécessairement décalés par rapport à l'axe primaire et connectés par l'intermédiaire d'un transformateur série T au stator sous une direction cd désaxée par rapport au champ primaire d'un angle α .

Nous allons établir pour ce montage les conditions de fonctionnement générales en appelant de nouveau :

μ_1^2 , μ_2^2 , les coefficients de self-inductance primaire et secondaires supposés constants dans tous les sens ;

$M_1 \cos \theta$ et $M_1' \sin \theta$ les coefficients d'induction mutuelle statique et dynamique de l'enroulement primaire alimenté suivant ab par rapport à l'enroulement rotorique ;

$M_1 \cos (\alpha - \theta)$ et $M_1' \sin (\alpha - \theta)$ les mêmes coefficients, l'enroulement primaire étant alimenté suivant cd ;

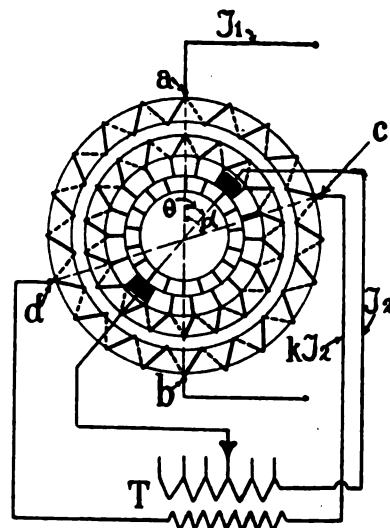


Fig. 25.

(1) Voir *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 22 Décembre 1906, page 451.

$M_2 \cos \theta$ et $M_2 \cos(\alpha - \theta)$ les coefficients d'induction mutuelle statique de l'enroulement secondaire par rapport à l'enroulement primaire suivant ab et cd respectivement ;
 $\mu_1 M_1 \cos \alpha$ le coefficient d'induction statique entre les circuits primaires ab et cd ;
 k le rapport de transformation du transformateur T, $k=0$ répondant au cas des balais court-circuités ;

L_1 et L_2 les coefficients de self-induction de dispersion primaire et secondaire.

Finalement :

$\mathcal{E}$ le vecteur de la tension d'alimentation ;

$\vec{J}_1$ le vecteur du courant d'alimentation ;

$\vec{J}_2$ le vecteur du courant parcourant le rotor ;

$k\vec{J}_2$ le vecteur du courant rotorique transformé, arrivant au stator par les bornes cd ;

$\mathcal{E}_2$ le vecteur de la tension aux bornes du transformateur, côté rotor,

$-\frac{\mathcal{E}_2}{k}$ le vecteur de la tension aux bornes cd du stator ;

ω_1 la vitesse angulaire du vecteur de la tension primaire ;

ω_2 la vitesse angulaire polaire du rotor ;

$i = \sqrt{-1}$ le symbole imaginaire.

En négligeant de nouveau les résistances ohmiques, les équations de condition pour les 3 circuits peuvent aussitôt être écrites :

$$\text{circuit } ab: \quad \mathcal{E} = i\omega_1 \mu_1 \mathcal{L}_1 \vec{J}_1 + i\omega_1 M_2 \cos \theta \vec{J}_2 - i\omega_1 \mu_1 M_1 \cos \alpha k \vec{J}_2$$

$$\text{circuit } cd: \quad -\frac{\mathcal{E}_2}{k} = i\omega_1 \mu_1 \mathcal{L}_1 k \vec{J}_2 - i\omega_1 \mu_1 M_1 \cos \alpha \vec{J}_1 - i\omega_1 M_2 \cos(\alpha - \theta) \vec{J}_2$$

$$\text{circuit rotorique:} \quad \mathcal{E}_2 = i\omega_1 \mu_2 \mathcal{L}_2 \vec{J}_2 + i\omega_1 M_1 \cos \theta \vec{J}_1 - i\omega_1 M_1 \cos(\alpha - \theta) k \vec{J}_2 - \omega_2 M_1' \sin \theta \vec{J}_1 \\ - \omega_2 M_1' \sin(\alpha - \theta) k \vec{J}_2.$$

Nous n'ôtons rien à la généralité du problème en posant comme précédemment :

$$\mathcal{L}_1 = \mathcal{L}_2 = \mathcal{L} \quad \text{et} \quad M_1 = M_2 = M.$$

En plus nous poserons $M = M'$.

En appelant de nouveau $d = \mu_1 \mu_2 - 1$ le coefficient de dispersion total, le déterminant des équations peut s'écrire au facteur $i\omega_1 \mathcal{L}/\mathcal{E}$ près :

$$\overline{\mathcal{D}} = i\omega_1 \{ d + (\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha)^2 \} + \omega_2 \cos \theta (\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha),$$

de sorte que pour les courants il vient :

$$\vec{J}_1 = \frac{\mathcal{E}}{i\omega_1 \mathcal{L} \overline{\mathcal{D}}} [i\omega_1 \{ \mu_2 - 2k \cos(\alpha - \theta) + k^2 \mu_1 \} - \omega_2 k \sin(\alpha - \theta)] \dots \quad (4)$$

et

$$\vec{J}_2 = -\frac{\mathcal{E}}{i\omega_1 \mathcal{L} \overline{\mathcal{D}}} [i\omega_1 \{ \cos \theta - \mu_1 k \cos \alpha \} - \omega_2 \sin \theta] \dots \quad (5)$$

Pour reconnaître si le décalage du courant d'alimentation peut devenir nul, il suffit de faire disparaître dans l'expression (4) les termes imaginaires du numérateur et d'envisager la partie réelle du nouveau dénominateur :

$$-\omega_1^2 \{ \mu_2 - 2k \cos(\alpha - \theta) + k^2 \mu_1 \} \{ d + (\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha)^2 \} + \omega_2^2 k \sin(\alpha - \theta) \cos \theta (\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha).$$

En principe, il peut y avoir compensation dès que ces deux termes s'annulent ; pour cela faut qu'ils soient de signe contraire. On a donc à distinguer les cas :

$$\begin{array}{l}
 1^{\circ} \quad \left\{ \begin{array}{l} \sin \theta > k\mu_1 \sin \alpha; \quad k > 0 \\ \frac{\pi}{2} > \theta > 0; \quad 180 + \theta > \alpha > \theta \end{array} \right. \\
 2^{\circ} \quad \left\{ \begin{array}{l} \sin \theta < k\mu_1 \sin \alpha; \quad k > 0 \\ \frac{\pi}{2} > \theta > 0; \quad \alpha < 0 \end{array} \right. \\
 3^{\circ} \quad \left\{ \begin{array}{l} \sin \theta \geq k\mu_1 \sin \alpha; \quad k < 0 \\ \frac{\pi}{2} > \theta > 0; \quad \theta > \alpha > 0. \end{array} \right.
 \end{array}$$

Dans les deux premiers cas on se rend compte immédiatement que la vitesse minima à partir de laquelle il peut y avoir compensation dépend essentiellement de la dispersion magnétique. En effet, pour $d=0$, la condition pour la compensation devient :

$$-\omega_1^2 \{1 - 2k \cos(\alpha - \theta) + k^2\} \{\sin \theta - k \sin \alpha\} + \omega_2^2 k \sin(\alpha - \theta) \cos \theta = 0.$$

Il suffit donc de rapprocher suffisamment la valeur $k \sin \alpha$ de $\sin \theta$, tout en prenant α sensiblement différent de θ , pour obtenir la compensation presque dès le démarrage, de sorte qu'en principe on peut dire que la vitesse minima pour laquelle le déphasage du courant d'alimentation disparaît sera d'autant plus faible que la dispersion magnétique est petite. Cela n'est plus juste pour le dernier cas, où le facteur de ω_1^2 l'emporte de loin sur celui de ω_2^2 et où, par conséquent, la compensation ne peut intervenir qu'à des vitesses très élevées, quelle que soit la dispersion magnétique d'ailleurs.

On reconnaît la grande analogie théorique entre cette classe de moteurs et le moteur à répulsion compensé, si dans les expressions des courants on introduit l'angle vectoriel ψ du déterminant $\mathfrak{D}$, donné par :

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\omega_1 [d_1 + (\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha)^2]}{\omega_2 \cos \theta [\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha]}.$$

Dans ce cas, les courants peuvent s'écrire :

$$\bar{J}_1 = \frac{\mathcal{E}}{i\omega_1 \mathcal{L}_1} \left[\frac{i(\mu_2 - 2k \cos(\alpha - \theta) + k^2 \mu_1)}{d + (\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha)^2} \sin \psi - \frac{k \sin(\alpha - \theta)}{\cos \theta (\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha)} \cos \psi \right] e^{-i\psi} \quad (6)$$

$$\bar{J}_2 = -\frac{\mathcal{E}}{i\omega_1 \mathcal{L}_1} \left[\frac{i(\cos \theta - \mu_1 k \cos \alpha)}{d + (\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha)^2} \sin \psi - \frac{\sin \theta}{\cos \theta (\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha)} \cos \psi \right] e^{-i\psi}. \quad (7)$$

En appelant de nouveau dans l'expression de $\bar{J}_1$, a et b les facteurs respectifs de $\sin \psi$ et $\cos \psi$, on retrouve avec

$$\bar{J}_1 = \frac{\mathcal{E}}{i\omega_1 \mathcal{L}_1} (ia \sin \psi - b \cos \psi) e^{-i\psi}$$

identiquement le même diagramme que pour le moteur à répulsion compensé. Si donc nous portons horizontalement (fig. 26), le vecteur de la tension d'alimentation OE et, verticalement en O , dans le sens positif le courant de démarrage

$$\bar{J}_{1,d} = \frac{\mathcal{E}}{i\omega_1 \mathcal{L}_1} a = \overline{OA}$$

et, en sens négatif, le courant correspondant à la vitesse $\omega_2 = \infty$ c'est-à-dire à $\psi = 0$;

$$\bar{J}_{1,\infty} = \frac{\mathcal{E}}{i\omega_1 \mathcal{L}_1} b = \overline{OB},$$

le lieu de l'extrémité du courant d'alimentation $\bar{J}_1$ nous est donné par le cercle C décrit

Quant au courant d'alimentation, il peut décroître, rester invariable ou augmenter avec la vitesse suivant que

$$a \begin{matrix} \geq \\ \leq \end{matrix} b.$$

Le criterium que nous avons formulé pour la compensation peut se vérifier aisément à l'aide de l'expression explicite donnée pour le courant d'alimentation $\bar{J}_1$.

Le coefficient a ne pouvant devenir négatif, il y a compensation en principe, si $b > 0$;

soit :

$$\frac{k \sin(\alpha - \theta)}{\cos \theta (\sin \theta - k \mu_1 \sin \alpha)} > 0.$$

Les 4 termes de cette expression pouvant être simultanément positifs, négatifs ou deux par deux positifs et négatifs, la condition $b > 0$ donne lieu à six possibilités dont trois seulement sont nettement distinctes et se résument aux trois cas précités.

Nous n'insisterons pas sur l'influence des caractéristiques θ , α et k sur le fonctionnement du moteur au point de vue pratique, les réflexions qui conviennent au cas présent étant sensiblement du même genre que celles qu'on a faites précédemment pour le moteur à répulsion compensé.

Pour le courant secondaire également nous pouvons nous rapporter à ce qui a été dit pour le moteur à répulsion compensé

Cette analogie ne s'étend pas, malheureusement, jusqu'à la commutation. En effet, si nous désignons par m et m_{μ_2} les coefficients spécifiques d'induction mutuelle statique et dynamique entre une spire rotorique et les circuits statoriques et rotorique, on trouve pour la force électromotrice induite dans une spire court-circuitée par les balais :

$$e = i\omega_1 m \sin \theta \bar{J}_1 + i\omega_1 m \sin(\alpha - \theta) k \bar{J}_2 + \omega_2 m \cos \theta \bar{J}_1 + \omega_2 m_{\mu_2} \bar{J}_2 - \omega_2 m \cos(\alpha - \theta) k \bar{J}_2$$

En substituant les expressions trouvées pour $\bar{J}_1$ et $\bar{J}_2$ il vient

$$e = - \frac{m^2}{i\omega_1 \omega_2} \left[\frac{\omega_1^2}{\mu_1} \{ (1+d) \sin \theta - k \mu_1 \sin \alpha \} \{ 1 - k \mu_1 \cos(\alpha - \theta) \} - \frac{\omega_2^2}{\mu_1} \{ (1+d) \sin \theta - k \mu_1 \sin \alpha \} \right. \\ \left. - i\omega_1 \omega_2 k \{ d \cos \alpha - (\sin \theta - k \mu_1 \sin \alpha) \sin(\alpha - \theta) \} \right].$$

Le dernier terme entre parenthèses avec $i\omega_1 \omega_2$ comme facteur étant en quadrature avec les deux autres, la tension e ne peut s'annuler à aucune vitesse. Ceci différencie désavantageusement cette classe de moteurs du moteur à répulsion compensé, dans lequel, on s'en souvient, la tension e disparaît au synchronisme. La composante de e due à ce dernier terme est de provenance dynamique et gêne d'autant plus la commutation qu'elle augmente proportionnellement avec la vitesse ω_2 . On peut se demander si, par un choix judicieux des caractéristiques α , θ , k du moteur, on ne peut pas annuler le coefficient de $i\omega_1 \omega_2$. Cela conduit à poser :

$$d \cos \alpha - (\sin \theta - k \mu_1 \sin \alpha) \sin(\alpha - \theta) = 0.$$

Dans le cas théorique $d = 0$ on trouverait comme solution $\alpha = \theta$, ce qui, fâcheusement, ne permet plus de compenser le moteur. Ce montage n'en est pas moins intéressant parce que les composantes statiques et dynamiques de e peuvent s'annuler à une vitesse différente du synchronisme. Les coefficients de ω_1^2 et ω_2^2 différant entre eux par le facteur $(1 - k)$ on peut, en effet, avoir un champ tournant en marche asynchrone du moteur⁽¹⁾. En réalité, on pour-

(1) Cette propriété du montage $\alpha = \theta$ se trouve publiée par M. F. PUNGA, E. T. Z., 1906, p. 267.

rait être tenté de croire qu'en prenant $(\sin \theta - k\mu_1 \sin \alpha)$ du même ordre que $d \cos \alpha$, α pourrait devenir suffisamment différent de 0 pour permettre de compenser. Cependant, la façon dont on est obligé de disposer de k pour avoir une bonne commutation, en marche hypersynchrone surtout, ne permet généralement pas de réaliser cette condition, de sorte qu'en pratique il n'est guère possible de faire coïncider une commutation irréprochable avec un facteur de puissance élevé.

Parmi les cas particuliers du montage (fig. 25) le cas $\alpha = 90^\circ$ mérite un certain intérêt parce que le circuit d'alimentation ab ne peut influencer le circuit de compensation cd directement. La compensation est donc obtenue dans ce cas par le courant rotorique simplement.

Finalement, il va de soi que le montage (fig. 25) n'est lié d'aucune façon à l'anneau Gramme et que l'on peut très bien composer l'enroulement statorique de plusieurs parties, d'axes différents, mises en série, ou disposées partiellement indépendantes les unes des autres, pourvu que les axes résultants des circuits d'alimentation et de compensation suffisent aux conditions imposées aux axes ab et cd du schéma-type (fig. 25).

Nous nous proposons d'ailleurs de revenir prochainement sur quelques schémas, très remarquables, de cette catégorie, qui permettent d'obtenir en même temps un facteur de puissance élevé et une bonne commutation aux différentes vitesses.

D^r Th. LEHMANN.

TÉLÉGRAPHIE RAPIDE SYSTÈME POLLAK ET VIRAG (1)

Deux ingénieurs hongrois ont trouvé que notre télégraphe actuel n'est pas assez rapide. Ils ont pensé que nos communications télégraphiques sont très coûteuses précisément parce qu'elles sont trop lentes. Ce raisonnement a conduit à une invention remarquable M. A. POLLAK et son collaborateur, M. J. VIRAG qui, malheureusement, n'a pas pu recueillir le fruit de son beau travail, ayant été enlevé par une mort prématurée. Cette invention est véritablement destinée à faire époque et à provoquer de profonds changements dans nos modes de transmission actuels.

Si je vous parle aujourd'hui de l'appareil POLLAK-VIRAG comme d'une chose nouvelle, malgré les descriptions qui en ont paru, c'est qu'il a subi depuis son invention de nombreux perfectionnements et est devenu d'une simplicité vraiment remarquable.

Le système combiné par MM. POLLAK et VIRAG est un appareil de télégraphie rapide, écrivant directement, comme à la main, les lettres ordinaires de l'alphabet. Il permet de transmettre par heure 40 000 mots composés de 250 000 lettres, et décuple ainsi l'efficacité de l'appareil Baudot qui jusqu'ici tenait la tête avec 4 à 5 mille mots à l'heure : l'appareil Hugues permet de transmettre 1 000 mots, et le Morse ne permet de transmettre que 400 mots à l'heure.

Pour obtenir de telles vitesses, il fallait un transmetteur à rotation rapide, où la main humaine devait se borner uniquement au rôle de préparation et de mise en marche, ainsi qu'un récepteur presque sans inertie pouvant suivre la rapidité de la transmission.

Pour le premier, les inventeurs ont eu recours à un moteur électrique qui met en rota-

(1) Conférence faite à la Société Internationale des Électriciens le 5 décembre 1906.

tion rapide un tambour métallique r (fig. 1) sur lequel se déroule une bande de papier portant le texte du télégramme sous forme d'un système de trous perforés au moyen d'un instrument auxiliaire, le « perforateur », complètement indépendant de l'appareil.

L'aspect de ces perforations de grands et petits diamètres qui se suivent sur la bande de papier, rappelle vaguement celui des signes de Morse. La bande de papier p est serrée par un rouleau contre un tambour métallique r (fig. 1). Ce dernier est composé de six bagues

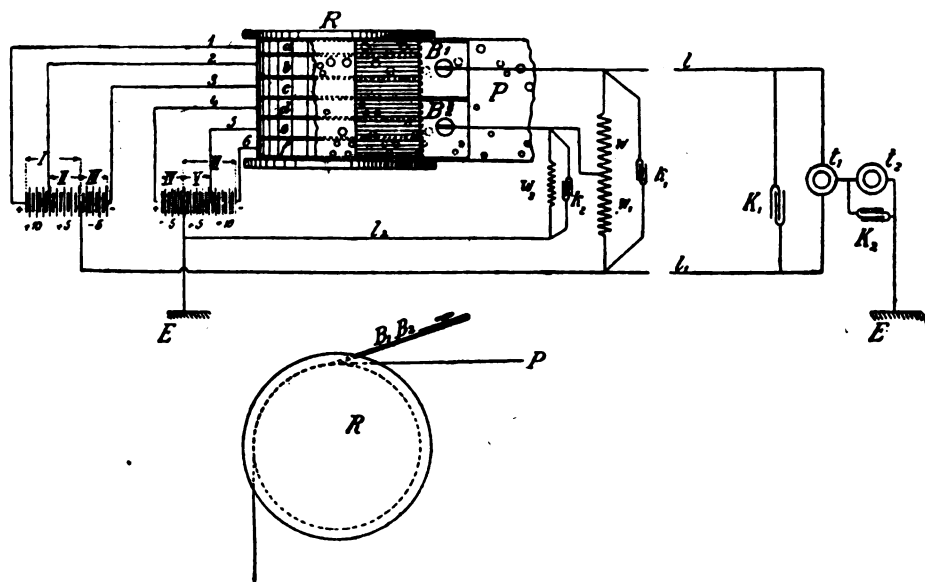


Fig. 1.

juxtaposées a, b, c, d, e, f , isolées électriquement l'une de l'autre. Chaque bague est reliée métalliquement aux bornes correspondantes d'une batterie d'accumulateurs ou de piles sèches, déterminant ainsi pour chaque bague une autre différence de potentiel. Nous expliquerons plus loin la raison de la nécessité de ces divers degrés de potentiel aux dites bagues. Contre le ruban en papier sont serrés des balais métalliques au nombre de deux fois trois, c'est-à-dire un par bague et dont trois sont reliés au parallèle; b_1 représente la jonction des trois balais a, b, c , et b_2 celle des trois autres d, e, f . Lorsque le balai, passant sur la bague correspondante du rouleau par-dessus le ruban de papier, arrive sur une perforation de celui-ci, la batterie envoie par ce balai, pendant le court instant du passage de ce dernier sur le trou, un courant dans la ligne. De cette façon, on peut transmettre environ 400 émissions de courant à la seconde, tandis que par les procédés de télégraphie ordinaires, on n'arrive à en transmettre que 5 ou 6 tout au plus.

Le récepteur, la partie la plus ingénieuse de l'invention, utilise ces émissions de courant, en les faisant agir sur les membranes de deux téléphones, t_1 et t_2 (fig. 1) et par leur intermédiaire sur un miroir (fig. 2 et 3) qui, en réfléchissant les rayons d'une lampe à incandescence, projette une tache lumineuse, un *spot* sur une bande de papier fixe u ; l'une des membranes téléphoniques s lui imprime un mouvement vertical, tandis que l'autre w le met en mouvement horizontal.

Par la combinaison de ces mouvements, le faisceau lumineux réfléchi écrit dans la chambre noire le texte du télégramme en caractères latins sur le papier photographique. Le dévelop-

pement de ce dernier se fait automatiquement dans un bain fixateur enfermé dans une partie spéciale de l'appareil, d'où le ruban insensibilisé, d'une largeur de 10 centimètres, sort complètement achevé, prêt à être livré au destinataire. *d* représente les ciseaux de l'appareil servant à découper le papier aussitôt que le télégramme est inscrit.

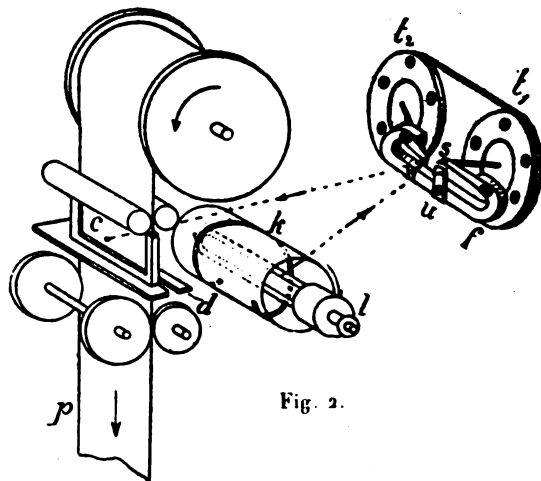


Fig. 2.

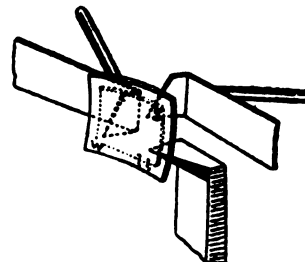


Fig. 3.

Dans la première forme de leur appareil, les inventeurs n'ont eu recours qu'à un seul téléphone, et les télégrammes n'étaient encore reproduits que par une ligne ondulée, composée d'élongations hautes et moins hautes au moyen desquelles on pouvait combiner l'alphabet Morse et rappelant les signes du siphon recorder de Lord Kelvin (fig. 4).



Fig. 4.

C'est un tel appareil, incomplet, qui fut exposé à Paris en 1900 et fut expérimenté entre Berlin et Budapest sur une ligne de 1 000 kilomètres de longueur.

A la suite de ces expériences, les inventeurs ont été amenés à perfectionner leur invention en combinant le téléphone qui produit le mouvement vertical du « spot » avec un deuxième téléphone dit « à mouvement horizontal » et dont le fonctionnement simultané fournit comme résultat remarquable l'écriture en lettres ordinaires.

Le récepteur repose en somme sur le jeu d'un miroir qui envoie un rayon lumineux réfléchi sur le fond sensible d'une chambre noire et y décrit des figures qui correspondent au mouvement imprimé dans le genre de celles des célèbres expériences de Lissajous. On pourrait s'imaginer une source lumineuse fixe et un miroir mobile ou bien, et c'est ce que les inventeurs ont préféré, une source de lumière mobile en même temps qu'un miroir qui vibre. En effet, dans leur appareil, le point lumineux est fourni par l'intersection du filament incandescent d'une lampe électrique et d'une fente hélicoidale d'un diaphragme cylindrique *k* enveloppant cette lampe à incandescence *l* et auquel le moteur de l'appareil imprime un mouvement de rotation synchrone. Il en résulte un mouvement rectiligne du point lumineux qui, après avoir décrit sa ligne droite, revient subitement à son point de départ et ainsi de suite. A ce mouvement se superposent les vibrations du miroir et il en résulte l'écriture lisible dont chaque ligne est de la même largeur déterminée par la longueur de la fente du diaphragme et par la distance par rapport au papier sensible et dont

les lignes sont équidistantes en raison du mouvement d'avancement du papier par saccades qui se produisent au moment précis où le point lumineux est arrivé à la fin de chaque ligne.

Il y a encore une disposition ingénieuse à signaler pour le mode de suspension du miroir vibrant. En effet, ce miroir est collé sur une petite plaque en fer (fig. 3) maintenue par l'attraction magnétique contre les trois pointes *u*, *w* et *s*.

La pointe *u* fait partie solidaire d'un aimant permanent en fer à cheval *f* auquel les pointes *w* et *s* sont liées par des petits ressorts en fer (sur la fig. 2, le miroir a été enlevé pour faire voir la disposition des pointes). *w* touche en même temps par une petite poignée la membrane du téléphone *t*₂ qui donne les traits horizontaux et *s* de même la membrane de *t*₁ donnant les traits verticaux.

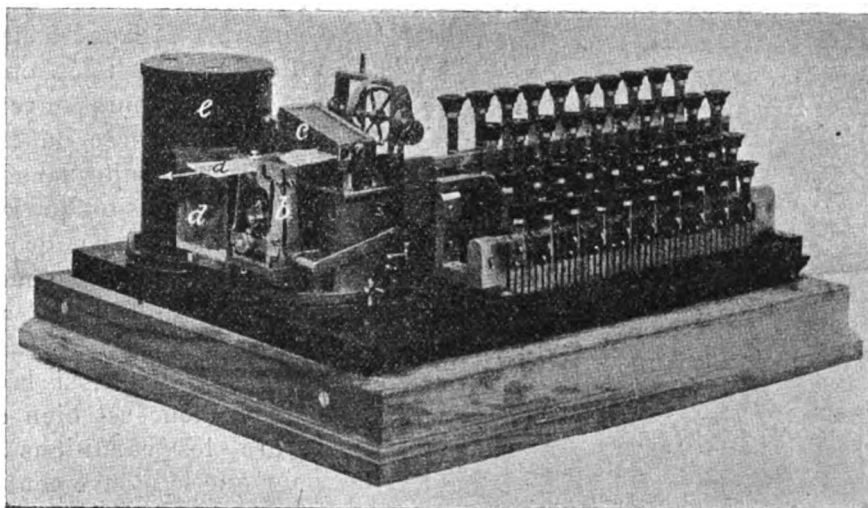


Fig. 5. — Machine pour la perforation du ruban perforé.

Comme les traits horizontaux et verticaux doivent être de longueurs différentes pour les diverses parties composant les lettres de l'alphabet latin, les trois bagues *d*, *e*, *f* du transmetteur actionnant le téléphone « horizontal » correspondent à des voltages différents. Ainsi *f* correspond à +10 volts et fournit un trait long horizontal. *e* correspond à +5 volts et donne un trait court horizontal, tandis que *d* avec -5 volts fournit le même trait en sens inverse. De même pour les traits verticaux. *a* avec +10 volts donne un trait long produit par une grande elongation de la membrane du téléphone *t*₁. Par contre, *b* avec +5 volts ne donne qu'un trait moitié moins long et *c* avec -5 volts ce même trait court en sens inverse. La figure 1 fait voir également les schémas de fonctionnement électrique du transmetteur. Le téléphone « vertical » *t*₁ est insensible aux effets de courant venant des bagues *d*, *e*, *f* qui correspondent au téléphone « horizontal » *t*₂. En effet le fil qui vient du balai *h*₂ aboutit juste au milieu de la bobine *ww*₁. Le courant se divise en deux fractions égales qui viennent en sens inverse sur le téléphone *t*₁ et s'équilibrent comme effet sur la membrane de ce téléphone. Par contre, en passant par le téléphone *t*₂ à la terre E, elles font fonctionner la membrane de cet appareil *t*₂.

Il y a diverses circonstances dont il faut tenir compte soigneusement, si l'on veut éviter des déformations gênantes dans les caractères de l'écriture. Ainsi, par exemple, il est de toute évidence que les membranes des téléphones, en même temps qu'elles suivront les

..

impulsions de courant, seront soumises également aux effets de leurs vibrations propres susceptibles de nuire beaucoup à la netteté des lettres.

On pourrait éliminer ces perturbations, en donnant aux impulsions de courant la même durée que celle de la période de vibration de la membrane téléphonique, c'est-à-dire en choisissant la vitesse du ruban de papier et le diamètre des trous de contact de telle façon que la durée du contact métallique entre les balais et les disques coïncide avec ladite période. Dans ce cas, la force motrice qui agit sur la membrane cesserait au moment où cette dernière passe par sa position d'équilibre.

Les oscillations nuisibles deviennent alors très faibles et s'amortissent rapidement.

Les inventeurs ont même préféré choisir la durée des contacts plus petite que la période d'oscillation propre des membranes et intercaler plutôt des condensateurs K_1 et K_2 dans les circuits en parallèle avec les téléphones. En effet ces condensateurs peuvent se charger pendant la durée du contact et se décharger ensuite dans la bobine du téléphone, aussitôt que le mouvement continu du ruban de papier aura interrompu le contact métallique. Ce courant de décharge achève donc l'élongation de la membrane, mais en même temps, si la capacité du condensateur est bien choisie, elle assure les conditions nécessaires pour que le mouvement amorti de la membrane soit apériodique et non pas oscillatoire.

Une autre circonstance dont il faut tenir compte résulte de la haute capacité et de la forte résistance des longues lignes télégraphiques qui,

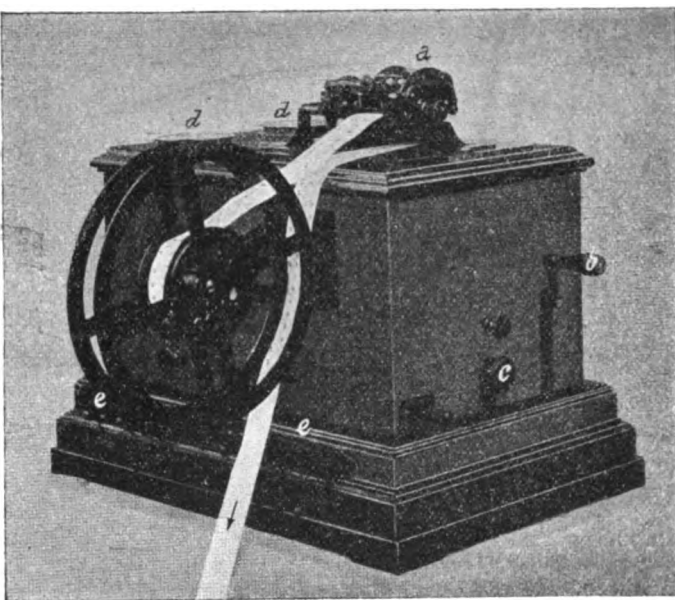


Fig. 6. — Transmetteur.

pour des courants de hautes fréquences aussi rapides que ceux produits par l'appareil POLLAK et VIRAG, donneraient lieu à une constante de temps trop élevée, c'est-à-dire à une propagation trop lente du courant et par conséquent à une déformation de l'écriture. Pour y remédier, on a intercalé les bobines de self-induction w , w_1 , w_2 . Mais non seulement l'établissement du courant devient plus rapide par la présence de ces bobines, mais en même temps l'extinction également. En effet, sans ces bobines, la capacité des lignes occasionnerait une décharge lente, tandis que le courant de self-induction produit par ces bobines au moment de la rupture de contact et qui se décharge dans le circuit du téléphone en direction opposée à celle du courant principal éteint rapidement ce dernier et rend la membrane apte à recevoir immédiatement une nouvelle impulsion de la part du contact suivant qui est dû à la perforation suivante du ruban de papier.

Comme les traits horizontaux exigent des impulsions plus lentes que les traits verticaux, on peut se contenter pour le téléphone « horizontal » d'une bobine de self w_2 plus petite que pour la membrane verticale.

Les inventeurs ont fait fonctionner leur appareil avec ou sans ces bobines de self-induc-

tion et ont prouvé ainsi la grande influence que la présence de ces bobines exerce sur la netteté des caractères.

Cette dernière est enfin affectée par la différence de phase existant entre les impulsions « horizontales » et « verticales ». En effet la durée du traçage entre un trait horizontal et le trait vertical qui suit ne peut pas être quelconque, mais bien correspondante aux caractères qui sont à tracer. On a essayé d'abord de régler cette durée par le réglage des balais ; toutefois il a paru plus efficace de recourir à l'emploi des condensateurs k_1 et k_2 dont les capacités sont choisies de façon à produire juste la différence de phase nécessaire.

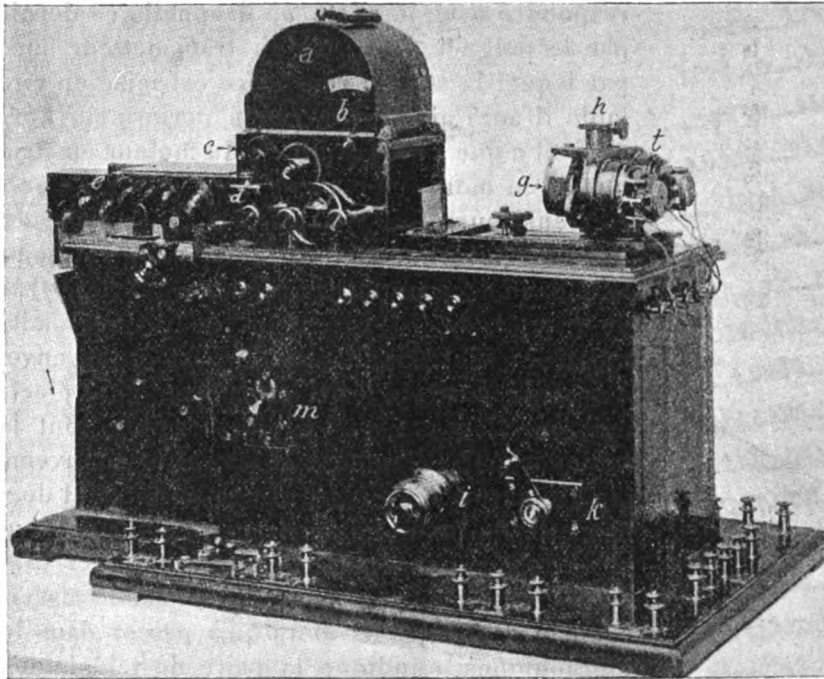


Fig. 7. — Récepteur.

Par ces moyens les effets perturbateurs sont complètement annihilés. Les autres perturbations qui peuvent résulter de l'effet d'induction des fils de ligne voisins ou des courants terrestres peuvent être évités au moyen de téléphones construits spécialement à cet effet en vue d'y être insensibles.

En ce qui concerne les détails techniques du télégraphe POLLAK-VIRAG, il nous reste à dire un mot de l'appareil qui sert à préparer le ruban perforé. Cet appareil perforateur est représenté sur la figure 5. Il consiste en une machine à écrire dont les touches font avancer par un mouvement horizontal un certain nombre de barrettes, sur lesquelles des aiguilles perforatrices peuvent alors s'appuyer. Le ruban a mû par l'organe entraîneur b en passant sous l'outil c qui est abaissé par l'électro-aimant e reçoit donc autant de trous à chaque mouvement de touches que le nombre de barrettes avancées et bloquées par la touche, indique. A chaque lettre à imprimer correspond ainsi une autre disposition des trous.

Il est évident que les rubans perforés peuvent être préparés indépendamment de l'appareil télégraphique. L'expéditeur qui possède un appareil perforateur chez lui n'a donc qu'à

apporter le ruban perforé à l'employé du télégraphe. Pour nous faire une idée de la capacité du système, nous pouvons rappeler que 23 machines à écrire perforatrices suffisent à peine pour alimenter un appareil télégraphique POLLAK-VIRAG en plein fonctionnement continu.

En effet, on est arrivé à perforer 2 000 mots par heure avec un appareil perforateur; tandis qu'un appareil télégraphique POLLAK-VIRAG peut transmettre près de 50 000 mots.

Voici maintenant comment fonctionne le système dans la pratique : Dès que l'employé préposé au poste A veut correspondre avec le poste B, il appelle ce dernier en agissant par la poignée *b* (fig. 6) du transmetteur sur un inducteur par lequel la station réceptrice est mise en circuit. Au préalable il aura ajusté son ruban perforé sur l'organe d'entraînement *a* que l'interrupteur *c* du moteur électrique permet de mettre en mouvement; *d, d* sont des résistances, et *e, e* les condensateurs du transmetteur. L'employé de la station B, une fois prévenu, met en fonctionnement son moteur électrique, en agissant sur le régulateur *k* (fig. 7) du mécanisme de commande du récepteur. Le reste se fait automatiquement. En effet, l'inducteur du poste A, en envoyant le signal d'avertissement, a saisi au moyen d'un électro-aimant qui agit sur l'organe *a*, le papier sensible dont la quantité est indiquée par l'aiguille *b* et le met en mouvement. *c* est une fenêtre garnie d'un verre rouge permettant de voir les déplacements du point lumineux que l'on peut suivre comme une sorte de flamme traçant des lettres.

Le message étant terminé, la bande est coupée par le couteau *d* et n'a plus alors qu'à passer dans les bains photographiques. *t* indique la paire de téléphones en face desquels se meut le miroir qui réfléchit le rayon qui écrit. Une lentille *g* ajustable par une vis *h* est placée devant le miroir pour des motifs d'ordre optique. *i* est un interrupteur, *l* un commutateur pour un fil de conversation, et *m* un tendeur pour le fil de transmission.

La figure 8 représente un spécimen d'une dépêche ainsi transmise.

la conquête
du pôle. christian
na 20 décembre.
le capitaine amundsen
en chef de l'expédition
on de 900 et ses ci
compagnons sont arrivés
à ces mers à bord
du cuirassé norvégien
ils ont été accueillis
par une foule
enthousiaste de plus
de 100 000 personnes.
au débarquement
ils étaient venus le
saluer le président
et du storting les
membres du gouverne
ment les autorités m
aritimes et militaires
et l'administration m
unicipale et le com
te directeur de la
société de géographie.

Fig. 8.

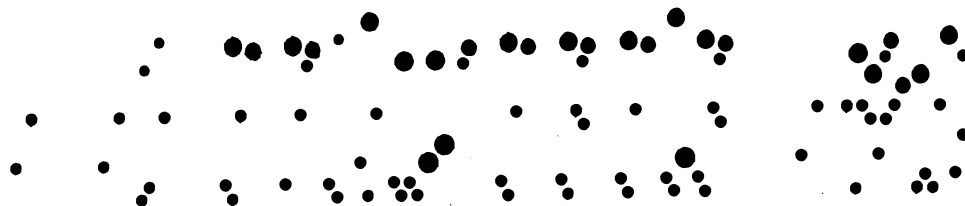


Fig. 9.

Les perforations du ruban sont reproduites ci-dessus (fig. 9).

(A suivre.)

Désiré KORDA

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

THÉORIES ET GÉNÉRALITÉS

Méthode pour déterminer le rapport de la masse transversale à la masse longitudinale de l'électron. — A. Einstein. — *Annalen der Physik* (1), décembre 1906.

Trois grandeurs relatives aux rayons cathodiques sont accessibles à une observation précise ; ce sont : la tension qui donne aux rayons leur vitesse, la déviation électrostatique, et la déviation magnétique. Entre ces trois grandeurs existent deux relations indépendantes l'une de l'autre, dont la connaissance présente un intérêt théorique considérable pour des vitesses importantes des rayons. L'une des relations, la relation entre les déviations électrostatique et magnétique, a été étudiée par Kaufmann pour les rayons β .

L'auteur attire l'attention sur la possibilité de déterminer entre ces grandeurs une deuxième relation présentant une exactitude suffisante ; cette relation lie la tension et la déviation électrostatique des rayons cathodiques ou, ce qui revient au même, donne le rapport de la masse transversale à la masse longitudinale de l'électron en fonction de la tension agissante.

Si le carré de la vitesse des électrons est très petit vis-à-vis du carré de la vitesse de la lumière, le mouvement de l'électron répond aux équations :

$$d^2x/dt^2 = -(\epsilon/\mu_0) X, \text{ etc.,}$$

ϵ/μ_0 représentant le rapport de la charge à la masse de l'électron, x, y, z les coordonnées de l'électron et X, Y, Z les composantes de la force électrique du champ, au cas où l'électron n'est pas soumis à des forces autres que les forces électrostatiques. On admet que les électrons se meuvent avec la vitesse initiale zéro à partir d'un certain point x_0, y_0, z_0 (cathode). Le mouvement est alors nettement déterminé par les équations qui précèdent : il est donné par les équations

$$\begin{aligned} x &= \varphi_1(t) \\ y &= \varphi_2(t) \\ z &= \varphi_3(t). \end{aligned}$$

(1) Nous désignerons dorénavant ainsi les annales précédemment nommées *Drudes Annalen*. N. D. L. R.

Si l'on suppose toutes les composantes de force électrostatique multipliées par n^2 , l'électron se meut d'après les équations suivantes :

$$\begin{aligned} x &= \varphi_1(nt) \\ y &= \varphi_2(nt) \\ z &= \varphi_3(nt). \end{aligned}$$

Il en résulte que, pour une variation proportionnelle du champ, la vitesse des électrons varie, mais non leur trajectoire.

Une modification de la trajectoire des électrons ne se produit, sous l'effet d'une variation proportionnelle du champ, que pour des vitesses d'électrons pour lesquelles la valeur du rapport de la masse transversale à la masse longitudinale s'écarte sensiblement de l'unité. Si l'on choisit le champ électrostatique de telle façon que les rayons cathodiques parcourent une trajectoire fortement courbe, de faibles différences entre la masse transversale et la masse longitudinale auront une influence sensible sur la forme de la trajectoire.

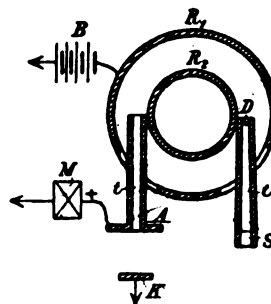


Fig. 1.

Le schéma de la figure 1 indique un dispositif au moyen duquel on pourrait déterminer, d'après le principe indiqué, le rapport de la masse transversale à la masse longitudinale de l'électron. Les rayons cathodiques prennent leur vitesse entre la cathode K reliée à la terre et l'anode A reliée au pôle positif de la source du courant et servant en même temps de diaphragme. Ces rayons sont amenés par le petit tube t dans l'espace compris entre les cylindres métalliques R_1 et R_2 . Le cylindre R_1 est relié à la terre ; le cylindre R_2 est relié à t , c'est-à-dire au pôle positif de la source de courant dont le

pôle négatif est mis à la terre. Les dimensions doivent être choisies de telle façon que des rayons cathodiques lents se déplacent à peu près suivant un cercle à faible distance de R_2 . Ces rayons pénètrent alors dans le tube t' relié métalliquement à R_2 et légèrement conique, qui porte l'écran phosphorescent S. Sur cet écran est projetée l'ombre du fil vertical D tendu à l'extrémité intérieure de t' .

En employant des rayons cathodiques lents, on doit voir en un point bien déterminé (position zéro), l'ombre du fil D sur l'écran S. Si l'on augmente la tension de production des rayons, l'ombre du fil se déplace. En intercalant dans la prise de terre de R_1 une batterie B, on doit ramener l'ombre à la position zéro.

Soit Π le potentiel pour lequel se produit la déviation des rayons formant une ombre : Π est aussi la tension qui donne aux rayons leur énergie cinétique. Soit ρ le rayon de courbure des rayons qui forment l'ombre : on a

$$\frac{\mu_t}{\mu_l} = \frac{\rho}{2} \frac{X}{\Pi},$$

en appelant μ_t la masse transversale, μ_l la masse longitudinale, définie par l'équation suivante (énergie cinétique = $\mu_l v^2/2$), et X la force électrique qui produit la déviation.

Soit P le potentiel de R_2 (potentiel du pôle positif de la source de courant M), p le potentiel de R_1 , pour lequel l'ombre est à la position zéro; on a :

$$\Pi = P - \alpha(P - p),$$

α étant une constante qui dépend des dimensions de l'appareil et qui est petite vis-à-vis de l'unité. En outre, la grandeur X est proportionnelle à la tension $P - p$. On tire donc de l'équation précédente :

$$\frac{\mu_t}{\mu_l} = c^{te} \cdot \frac{P - p}{P - \alpha(P - p)}$$

ou, après quelques simplifications permises :

$$\mu_t/\mu_l = c^{te} \cdot [1 - (1 + \alpha)(p/P)]$$

La valeur de α pouvant être évidemment déterminée avec une exactitude suffisante et les valeurs de P et p pouvant être mesurées à quelques centièmes près, l'exactitude avec laquelle on peut déterminer l'écart entre la valeur de μ_t/μ_l et l'unité est déterminée essentiellement par l'exactitude avec laquelle on peut ramener l'ombre du fil au zéro. On voit facilement que

cette dernière exactitude peut être assez grande pour qu'il soit possible d'observer une différence de 0,3 % entre la valeur du rapport μ_t/μ_l et l'unité : cette différence correspond à un déplacement de l'ombre de 1 millimètre, quand DS a pour valeur 10 centimètres. On peut remarquer que les variations inévitables du potentiel P pendant l'expérience ne peuvent avoir qu'une influence insensible sur l'exactitude de la mesure.

L'auteur indique la relation qui existe entre Π et la valeur du rapport μ_t/μ_l d'après les différentes théories. Π étant exprimé en volts, on doit avoir :

D'après la théorie de Bucher

$$\mu_t/\mu_l = 1 - 0,0070 (\Pi/10000);$$

d'après la théorie d'Abraham

$$\mu_t/\mu_l = 1 - 0,0084 (\Pi/10000)$$

et d'après les théories de Lorentz et d'Einstein

$$\mu_t/\mu_l = 1 - 0,0104 (\Pi/10000).$$

L'auteur, n'étant pas en mesure de faire des expériences, exprime le souhait que la méthode indiquée par lui soit appliquée par un physicien.

R. V.

Émission de lumière par les rayons α . — J. Stark. — *Physikalische Zeitschrift*, 1^{er} décembre 1906.

Influence du champ électrique sur l'émission du spectre de bandes. — Les expériences de différents physiciens ont montré que l'air et l'azote situés à proximité d'une préparation de radium ou de radiotellure émettent le spectre de bandes de l'azote. On est amené, par différents faits, à conclure que l'émission du spectre de bandes de l'azote est due en majeure partie à l'action des rayons α . Si donc l'azote est traversé par des rayons α (vitesse comprise entre 1 et $1,7 \cdot 10^8$ centimètres par seconde), il émet le spectre des bandes. De même l'azote émet son spectre de bandes quand il est traversé par les rayons-canal : ceux-ci peuvent être considérés comme des rayons α de faible vitesse ($0,2$ à $5 \cdot 10^8$ centimètres/seconde pour les rayons-canal de l'hydrogène).

L'auteur s'est proposé d'étudier si l'action d'un champ électrique modifie l'émission du spectre de bandes de l'azote traversé par les rayons α du radiotellure. La comparaison des épreuves photographiques obtenues avec un

champ électrique agissant, et sans l'action du champ électrique, ne permet pas de déceler une différence certaine. Un champ électrique n'a donc qu'une influence très faible ou nulle sur l'intensité de l'émission du spectre de bandes par des rayons α . De ce résultat, on doit conclure que le support du spectre de bandes de l'azote ne porte pas de charge électrique. En effet, s'il était émis par les ions positifs ou négatifs produits dans l'air par les rayons α , son intensité devrait être affaiblie par un champ électrique.

L'auteur combine ce résultat avec l'hypothèse qu'il a émise sur l'existence du spectre de bandes d'un élément. D'après cette hypothèse, le spectre de bandes qui apparaît lors de l'ionisation d'un gaz élémentaire est émis par les phases successives de la recombinaison d'un atomion positif avec un électron négatif. La recombinaison peut provenir des ions librement mobiles du courant électrique ; sur cette recombinaison, le champ électrique exerce une influence. La recombinaison peut aussi provenir d'un atomion positif et d'un électron négatif, ou bien d'un reste d'atome positif et d'un électron négatif : sur ces deux derniers genres de recombinaison, le champ électrique est sans effet. On doit donc supposer que l'émission du spectre de bandes provoquée par les rayons α ne provient pas principalement de la recombinaison d'ions librement mobiles, mais provient surtout des deux dernières sortes de recombinaisons. Par suite, les rayons α , dans leur trajet à travers un gaz, devraient ioniser partiellement beaucoup plus d'atomes de gaz qu'ils ne produisent d'ions librement mobiles provenant d'atomes neutres. Cette conclusion est aussi celle qu'ont tirée Bragg et Kleeman du fait que, dans un gaz ionisé par des rayons α , on ne peut pas obtenir une saturation complète du courant électrique.

Étude de l'émission de lumière produite par les rayons α dans un gaz. — Dans plusieurs expériences, on a constaté que, parmi tous les spectres de bandes, émis par l'action des rayons-canal, celui de l'azote possède la plus grande intensité. Dans l'hydrogène, l'oxygène et l'acide carbonique, il est très difficile de déceler l'émission du spectre de bandes produite par les rayons α . La méthode suivante permet de prouver que, dans ce gaz, les rayons α provoquent une émission de lumière comme dans l'azote.

Un cylindre creux en cuivre de 5 centimètres de longueur et 1 centimètre de diamètre est recouvert de radiotellure sur sa surface intérieure. Le gaz contenu dans ce cylindre creux est alors traversé dans tous les sens par les rayons α . Le cylindre est placé dans un étranglement ménagé au milieu d'un tube de verre de 25 centimètres de longueur environ. A l'une des extrémités de ce tube, on mastique une plaque de quartz : l'autre extrémité est fermée. Une lentille de quartz est placée à une certaine distance de la plaque de quartz et suivant l'axe du tube : de l'autre côté de la lentille est disposée une plaque photographique : les distances sont telles que la lentille projette sur la plaque photographique une image nette de la section médiane du cylindre creux. Si le gaz contenu dans ce cylindre est amené à la luminescence par l'action des rayons α , l'ouverture du cylindre doit, après une durée d'exposition de 10 à 30 jours, apparaître sous forme d'un disque sur la plaque photographique.

Méthode pour étudier l'émission de lumière des rayons α eux-mêmes. — Les expériences faites avec les rayons-canal ont montré que non seulement le gaz traversé par ces rayons est amené à émettre son spectre de bandes, mais que les rayons-canal émettent eux-mêmes de la lumière et donnent un spectre de raies, qui présente l'effet de Doppler lorsque la direction d'observation varie par rapport à la direction des rayons-canal. L'intensité de ce spectre de raies croît rapidement avec la vitesse. Par analogie, on doit supposer que les rayons α doivent, comme rayons-canal très rapides, émettre eux-mêmes aussi un spectre de raies caractéristique présentant l'effet de Doppler.

Pour pouvoir observer ce spectre, dont l'intensité doit être très faible, il faut disposer d'un grand nombre de rayons α . En outre il faut envoyer dans l'appareil spectroscopique plus de lumière des rayons α se déplaçant normalement à la direction d'observation que de lumière des rayons α possédant une vitesse importante dans la direction d'observation, afin que les raies spectrales des rayons α possèdent la plus grande intensité en leur milieu et une intensité beaucoup plus faible dans les parties étalées. Pour cela, on enferme l'émanation du radium dans un tube capillaire d'environ 0^{mm},1 de diamètre, que l'on place perpendiculairement à la direction d'ob-

servation. Enfin, il faut que la lumière émise dans le tube capillaire par les rayons α pénètre avec la plus grande intensité possible dans l'appareil spectroscopique : pour cela, on supprime la fente ordinaire de cet appareil et on la remplace par le tube capillaire lumineux lui-même.

B. L.

Sur les conductibilités calorifique et électrique. — Reinganum. — *The Electrician*, 30 novembre 1906.

La théorie électronique de la conduction métallique donnée par Lorentz conduit à une valeur du rapport k/τ de la conductibilité calorifique à la conductibilité électrique qui concorde bien avec la valeur trouvée expérimentalement, mais qui est la même pour tous les métaux. Les valeurs réelles de ce rapport diffèrent de 20 % au maximum d'un métal à l'autre : on a trouvé une valeur particulièrement élevée dans le cas du fer.

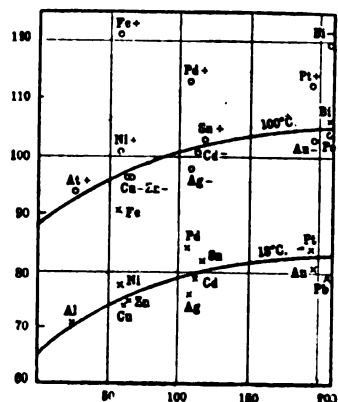


Fig. 1.

Ce fait porte à croire qu'il existe une certaine relation entre la conductibilité et le magnétisme. L'auteur a trouvé une relation définie, représentée par le diagramme de la figure 1, sur lequel les poids atomiques sont portés en abscisses et les valeurs de $(k/\tau)10^{12}$ sont portées en ordonnées. Les deux courbes sont relatives, l'une à 18°, l'autre à 100°. Dans les deux cas, les métaux paramagnétiques sont situés au-dessus de la courbe et les métaux diamagnétiques (sauf le bismuth) au-dessous de la courbe. La distance d'un point à la courbe donne une mesure approximative du paramagnétisme.

D'après la théorie électronique, un métal pa-

ramagnétique contient des atomes ayant des électrons qui se meuvent dans de larges orbites, mais sont libres de prendre une position telle que ces orbites aient une position normale à la force magnétique extérieure. Ces électrons ne peuvent pas effectuer de grands déplacements dans le métal et, par suite, ne prennent pas part à la conduction métallique, mais ils peuvent propager l'énergie calorifique par chocs. De là résulte la valeur élevée du rapport de la conductibilité calorifique à la conductibilité électrique.

Dans les éléments diamagnétiques ordinaires, la majorité des électrons est libre et, par suite, la conductibilité électrique est relativement élevée. Dans le bismuth, cependant, le volume atomique extrêmement grand implique une liaison des électrons qui réduit la conductibilité électrique, quoique l'orientation hétérogène des orbites des électrons empêche un effet paramagnétique.

Le magnésium, récemment étudié par Lorenz, possède un faible poids atomique. Il est paramagnétique et son point est situé au-dessus de la courbe, comme on pouvait s'y attendre.

R. R.

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Machines électriques à grande vitesse (suite) (¹). — S. P. Thompson. — *Electrical Review*, 23 et 30 novembre 1906.

Turbo-alternateurs.

On peut dire que l'effet de l'introduction de vitesses très élevées sur les projets et la construction des alternateurs dépend de trois règles extrêmement simples. La première est donnée par la formule :

$$p = 120 \cdot f / (\text{tours par minute})$$

f étant la fréquence et p le nombre de pôles. Ce dernier dépend uniquement de la fréquence et de la vitesse.

La seconde règle est la suivante :

$$\tau = 50 \nu / f,$$

la vitesse périphérique ν étant exprimée en mètres par seconde et le pas polaire τ en centimètres.

(¹) *Eclairage Electrique*, tome XLIX, 22 décembre 1906, page 464.

La troisième règle est relative à la force centrifuge :

$$F = 0,000114 \times R \times (\text{tours/minute})^2$$

F désignant la force centrifuge en kilogrammes et R le rayon en centimètres. Cette formule donne, en kilogrammes, la force avec laquelle un kilogramme de matière placé à l'extrémité de ce rayon particulier et tournant à la vitesse donnée tend à s'échapper vers l'extérieur. Cette force centrifuge peut être énorme dans certains cas.

Revenant à la première de ces règles, l'auteur donne le tableau pratique suivant indiquant le nombre de pôles en fonction de la fréquence et de la vitesse de rotation par minute.

FRÉQUENCE (PÉRIODES PAR SECONDE)	NOMBRE DE TOURS PAR MINUTE		
	DEUX PÔLES	QUATRE PÔLES	SIX PÔLES
100	6 000	3 000	2 000
60	3 600	1 800	1 200
50	3 000	1 500	1 000
45	2 700	1 350	900
42	2 520	1 260	840
40	2 400	1 200	800
33 $\frac{1}{3}$	2 000	1 000	667
30	1 800	900	600
25	1 500	750	500
20	1 200	600	400
16	960	480	320

Si, par exemple, on a à construire un turbo-alternateur de 1 000 kilowatts à 45 périodes par seconde, on a le choix entre trois types de machine, ou bien à deux pôles avec une rotation de 2 700 tours par minute, ou bien à quatre pôles avec une vitesse de rotation de 1 350 t.-m., ou bien à six pôles avec une vitesse de rotation de 900 t.-m.

Il reste à voir comment s'en déduit le reste de la machine. Si l'on compare un alternateur à grande vitesse avec un alternateur à faible vitesse, le premier aura toujours un faible nombre de pôles, et le pas polaire sera plus grand parce que la vitesse périphérique est plus grande. Si au lieu d'une vitesse périphérique de 25 mètres, par seconde, on a une vitesse périphérique de 75 mètres par seconde, le pas polaire devient au moins trois fois plus grand. Au lieu d'avoir un

inducteur de grand diamètre et de faible longueur axiale, on aura un inducteur de beaucoup plus faible diamètre et de plus grande longueur portant moins de pôles : ceux-ci seront plus larges et auront un pas plus large ; en général, ils seront traversés par un flux magnétique plus considérable.

L'auteur compare un alternateur Oerlikon de 1 500 K. V. A. à 72 pôles et tournant à la vitesse de 83 tours par minute avec un turbo-alternateur Brown Boveri de 1 000 kilowatts à 1 500 t.-m. à quatre pôles. Le pas polaire, mesuré à la surface de l'induit, a pour valeur 65 centimètres. Dans l'alternateur Oerlikon, il a pour valeur 25 centimètres. Le diamètre du rotor de cette machine est d'environ 6 mètres et la longueur axiale est d'environ 22^m,5. Le turbo-alternateur, dont la puissance est à peu près égale, a un diamètre de 84 centimètres, et une longueur de 64 centimètres. Les pôles sont plus longs et ont un plus grand pas polaire ; ils occupent environ 63 % du pas polaire et la valeur du flux est plus grande. Au lieu d'un flux de 4 ou 5.10⁶, on aura un flux de 20 à 30.10⁶.

En ce qui concerne les effets de la vitesse de rotation élevée sur la force centrifuge, l'auteur donne le tableau suivant qui exprime la force en kilogrammes par kilogramme de matière.

VALEURS DE LA FORCE CENTRIFUGE

RAYON EN CM.	TOURS PAR MINUTE				
	750	1 000	1 500	2 000	3 000
25	160	284	640	1 136	2 560
30	192	341	767	1 364	3 070
35	224	398	894	1 590	3 580
40	255	454	1 022	1 815	4 090
45	287	511	1 150	2 045	4 600
50	319	568	1 280	2 272	5 120
55	351	625	1 406	2 500	5 620
60	383	682	1 533	2 730	6 130
65	415	738	1 660	2 950	6 640
70	448	796	1 790	3 180	7 160
75	479	852	1 920	3 408	7 670
80	511	909	2 045	3 635	8 180
85	543	966	2 170	3 865	8 690
90	575	1 023	2 300	4 090	9 200
95	607	1 079	2 430	4 320	9 710
100	638	1 136	2 560	4 544	10 240

...

On voit, d'après les chiffres de ce tableau, qu'il est nécessaire d'adopter des dispositifs particuliers et des métaux d'une résistance extrêmement élevée, par suite des valeurs considérables de la force centrifuge. En outre, les masses tournantes doivent être équilibrées d'une façon parfaite non seulement pour les forces et les couples statiques, mais aussi au point de vue dynamique, de façon que, même en cas d'emballlement, il ne puisse pas se produire de résonance entre la période naturelle de vibration des masses tournantes et la période de rotation. Il faut aussi que cet équilibre subsiste, malgré les variations importantes de température qui produisent des dilatations et des contractions des matériaux.

L'un des plus grands dangers que courent les machines à grande vitesse de rotation est qu'il y ait synchronisme entre la vitesse et la période de vibration latérale de la masse tournante entre ses paliers. Tout arbre fléchit un peu sous le poids qu'il supporte. Soit D la déflexion de l'arbre, en fraction de centimètres ; la vitesse critique est donnée approximativement par la règle suivante

$$\text{vitesse critique} = 200 \sqrt{2,5/D}$$

Par exemple, si la déflexion est de $1/360$ centimètres environ, la vitesse critique est voisine de 6000 par minute. Il peut arriver souvent que, par suite d'une rupture brusque du circuit, la machine soit déchargée tout à coup et accélère sa vitesse : il est donc extrêmement important que l'arbre soit très rigide pour que la vitesse critique soit située très au-dessus de la vitesse normale.

Pour obtenir une utilisation spécifique élevée du fer et du cuivre de la ceinture active, on est conduit à employer une ventilation artificielle, car les surfaces de refroidissement ont une faible valeur.

Le fait que le pas polaire est large conduit à deux difficultés de construction, l'une relative à l'enroulement et l'autre relative au fer du stator. Si le pas polaire est large au point que les connexions frontales atteignent 60 ou 75 centimètres, il est évident que les tôles de bobines seront soumises à des forces d'attraction considérables. Il faut donc qu'elles soient soutenues par des supports particuliers fixés à la carcasse.

Pour que la chute de tension soit faible, on emploie de larges entrefers ; dans ces conditions et avec la forte dispersion magnétique existant

aux extrémités, les forces exercées sur les bobines augmentent. En outre, l'entrefer étant large, il peut se produire, sous l'effet du flux de dispersion, des courants de Foucault dans les calottes métalliques ou les supports qui protègent ou soutiennent les têtes des bobines.

En ce qui concerne le fer du stator, il y a un nouveau point de vue à envisager. Les entrefers, ayant une grande largeur, et les lignes de force magnétiques passant à travers le fer du stator pôle à pôle, doivent suivre un arc embrassant un angle de 5° environ comme dans une machine à 72 pôles, mais un angle de 90° environ. Il en résulte que la différence de longueur du circuit magnétique suivi par les lignes de force les plus courtes et du circuit suivi par les lignes de force les plus longues est beaucoup plus marquée. Le flux tend donc à passer en arrière des dents du stator et pour cette raison il faut laisser derrière celles-ci une plus grande profondeur pour n'avoir pas de trop fortes pertes par hystérésis par suite d'une saturation élevée.

La construction du rotor présente aussi certaines particularités. On ne peut pas employer de fils de cuivre, qui n'auraient pas une solidité mécanique suffisante, et l'on se sert de fortes bandes de cuivre ancrées et recouvertes de tôle de façon qu'elles ne puissent pas se déplacer. Le courant d'excitation doit avoir une grande intensité sous une faible tension, et l'isolement doit être réduit au minimum. Au lieu d'adopter une tension d'excitation de 200 à 500 volts, comme on le fait généralement dans les alternateurs à faible vitesse, on emploie une tension de 50, ou même 10 volts. L'auteur a déjà mentionné l'excitatrice homopolaire de la British Westinghouse qui donne une différence de potentiel de 10 volts. Il ne serait pas surprenant que l'on établisse dans l'avenir des enroulements d'inducteurs et des excitatrices prévues pour une tension de 5 volts. On y gagnerait en solidité, et on réduirait l'isolement nécessaire.

(A suivre.)

R. V.

Coefficients pour l'établissement de machines électriques (fin) (1). — H.-M. Hobart et A.-G. Ellis. — Electrical Review, 30 novembre 1906.

Coefficient de puissance des alternateurs. —

(1) *Eclairage Electrique*, tome XLIX, 22 décembre 1906, page 467.

On a atteint dans des alternateurs de construction récente, la valeur de 0,0028 pour le coefficient de puissance (machines de 5 000 K.V. A.). Pour la majorité des machines, le coefficient de puissance a environ pour valeur 0,0015 pour 1 000 K. V. A., 0,0018 pour 2 000 K.V. A, 0,0020 pour 3 000 K. V. A. et 0,0022 pour 5 000 K.V. A. La valeur de la fréquence a une influence sur le coefficient de puissance, qui est plus élevée pour les fréquences plus basses.

En ce qui concerne l'influence de la vitesse de rotation, quoique le poids de la machine soit notablement réduit pour les vitesses élevées (le poids variant comme l'inverse de la vitesse pour une puissance donnée), l'emploi des grandes vitesses ne permet pas de réaliser des coefficients de puissance plus considérables. Au contraire les coefficients de puissance de turbo-alternateurs sont beaucoup plus faibles que ceux des alternateurs à faible vitesse, comme l'indique l'étude d'un certain nombre de turbo-générateurs récents. Cela provient de ce que l'établissement d'alternateurs à grande vitesse de rotation constitue en lui-même un problème difficile et de ce que l'on est conduit, pour des raisons mécaniques ou à cause de l'échauffement, à dimensionner largement les machines. Pour de faibles puissances, les valeurs du coefficient de puissance d'alternateurs lents et d'alternateurs rapides sont relativement voisines; pour les fortes puissances, au contraire, elles s'éloignent vite les unes des autres. Il est probable que, pour chaque puissance, on pourrait trouver une vitesse la plus favorable, pour laquelle le coefficient de puissance serait maximum et le poids minimum. Cette vitesse serait d'autant plus grande que la puissance normale serait plus faible.

L'auteur donne une série de courbes indiquant le coefficient de puissance en fonction de la puissance normale et en fonction du diamètre à l'entrefer, ou bien le diamètre en fonction de la puissance pour différentes vitesses et différentes fréquences. Ces courbes permettent d'avoir une base pour l'établissement d'avant-projets d'alternateurs: on détermine d'abord le diamètre, par le coefficient de puissance et enfin la longueur de l'induit.

L'auteur publie de même une série de courbes représentant le poids total ou le poids spécifique de différents alternateurs en fonction de $D^2\lambda_g/10^6$, ou en fonction de la puissance, ou en

fonction du diamètre à l'entrefer. On voit sur ces courbes que le poids par K. V. A. croît considérablement pour les faibles puissances. Une comparaison des courbes relatives aux dynamos à courant continu et des courbes relatives aux alternateurs montre que le poids des premières est de 30 % plus grand que celui des dernières machines. Cela est dû en grande partie à la présence du collecteur. La comparaison entre de petits moteurs à courant continu et de petits moteurs d'induction montre que la différence de poids atteint 100 %.

Dans un moteur d'induction, le diamètre extérieur est seulement 1,25 à 1,75 fois plus grand que le diamètre à l'entrefer.

Dans les moteurs à courant continu, il est 1,5 à 2 fois plus grand. Les coefficients de puissance sont beaucoup plus élevés dans les moteurs à courant continu que dans les moteurs d'induction.

Pour terminer, l'auteur indique que, quoique le coefficient de puissance soit en lui-même empirique, il peut être représenté par des équations rationnelles, telles que les suivantes :

$$\xi = 0,182 \times 10^{-8} \alpha \beta$$

pour les machines à courant alternatif,

$$\xi = 0,16 \cdot 10^{-8} \alpha \beta$$

pour les machines à courant continu, en appelant α le nombre d'ampère-conducteurs par centimètre de périphérie de l'induit et β le flux par centimètre carré de surface totale à l'entrefer. Ces expressions peuvent être déduites de l'équation fondamentale de la f. é. m. engendrée :

$$V = k T N M 10^{-8},$$

où $k = 0,4$ pour les machines à courant continu et 0,44 pour les alternateurs. Dans ce dernier cas, la valeur de k dépend du rapport de l'arc polaire au pas polaire et de la nature de l'enroulement. S.-P. Thompson donne une forme analogue des expressions de ξ , et appelle α la charge spécifique électrique et β la charge spécifique magnétique de la périphérie de l'induit. Ces charges peuvent être prises comme base pour un projet.

R. V.

OSCILLATIONS HERTZIENNES & TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

Sur les déphasages produits lors de la réflexion d'ondes électriques sur des grilles de Hertz. — C. Schaefer et M. Laugwitz. — Annalen der Physik, décembre 1906.

Hertz a indiqué que des grilles en fils métalliques fins tendus parallèlement dans un cadre à faible distance les uns des autres présentent, suivant leur direction, des perméabilités différentes et des pouvoirs de réflexion différents vis-à-vis des ondes électriques. Si la direction des axes des fils est parallèle au vecteur électrique, toute l'énergie incidente est réfléchie, et la perméabilité est nulle; si les deux directions forment un angle droit, toute l'énergie traverse et il n'y a aucune réflexion. Si, enfin, dans le cas général, les deux directions forment entre elles un angle φ , le pouvoir de réflexion est $R = \cos^2 \varphi$ et la perméabilité est $D = \sin^2 \varphi$, exactement comme dans l'expérience correspondante de l'Optique.

Thomson a montré théoriquement que, quand les fils de la grille sont parallèles au vecteur électrique et quand on suppose une conductibilité infinie des fils, une valeur faible de leur rayon c vis-à-vis de leur distance a , et une valeur faible de ces deux grandeurs vis-à-vis de la longueur d'ondes λ , on arrive au résultat suivant :

Une onde plane incidente est entièrement réfléchie, mais, tandis que, pour la réflexion sur une paroi métallique, on constate une différence de phase de $\lambda/2$ (c'est-à-dire qu'il y a un nœud de force électrique à la paroi métallique), il se produit ici un déphasage de $(\lambda/2 + \alpha)$, en posant

$$\alpha = \frac{2a}{\pi} \text{Log } 2 \sin \frac{\pi c}{a} \quad (1)$$

ou, comme $\pi c/a$ est très petit :

$$\alpha = - \frac{2a}{\pi} \text{Log } \frac{2\pi c}{a} \quad (2)$$

Dans le cas dont il s'agit, α est positif (déphasage en arrière).

Les auteurs se sont proposés de mesurer expérimentalement ce déphasage. On peut, dans ce but, employer la méthode générale indiquée par Boltzmann et consistant à réfléchir des ondes planes au moyen d'un miroir double dont les deux parties peuvent être déplacées parallèle-

ment à elles-mêmes; on obtient ainsi des différences de trajet des rayons réfléchis par les moitiés du miroir. L'énergie des ondes électriques, mesurée au récepteur, oscille périodiquement, suivant la distance des deux miroirs la distance Δ , de l'angle d'incidence ψ , et de la position des maxima et des minima, on peut déduire la longueur d'ondes. Le premier maximum est obtenu quand on a $\Delta \cos \psi = \lambda/2$, etc. Si lieu d'un miroir métallique, on emploie un appareil réfléchissant, tel qu'une grille Hertz, la position des maxima et des minima se déplace si, lors de la réflexion, il se produit autre modification de phase que pour la réflexion métallique. Cette différence de phase relative α pour valeur

$$\alpha = 2\Delta \cos \psi$$

si la différence entre deux maxima ou minima est égale à Δ .

Le dispositif expérimental employé par les auteurs se composait d'un oscillateur et d'un récepteur placés chacun au foyer d'un miroir concave. Ce récepteur était un thermo-élément Klemencic relié à un galvanomètre très sensible. Devant le miroir concave était placé, à une distance de 1^m,30, un miroir double dont les parties pouvaient être déplacées l'une par rapport à l'autre. L'angle d'incidence ψ avait une valeur de 15°. Une plaque métallique épaisse empêchait la radiation directe de l'excitateur vers le récepteur. La longueur des ondes employées était comprise entre 12 et 30 centimètres.

Les mesures ont toutes indiqué une perte de phase, mais la relation entre cette différence de phase, le rayon des fils et la distance de ceux-ci ne peut pas être représentée même approximativement par la formule (1) ou (2). Les tableaux I et II indiquent les résultats trouvés dans différentes conditions.

TABLEAU I
Rayon $c = 0^{\text{mm}},015$.

a	α OBS.	α CALC.	REMARQUES
cm.	cm.	cm.	
0,038	0,48	0,48	Indépendant des longueurs d'ondes dans l'intervalle $\lambda = 12$ à $\lambda = 30$ cm
0,75	0,58	1,0	
1,5	1,2	2,6	
3,0	1,93	6,6	

TABLEAU II
Distance des fils $a = 3$ cm.

c	α OBS.	α CALC.	REMARQUES
cm.	cm.	cm.	
0,0025	2,2	10	Indépendant des longueurs d'ondes entre $\lambda = 12$ cm. et $\lambda = 30$ cm.
0,015	1,9	6,6	
0,06	1,5	4,0	
0,1	1,35	3,0	

Dans une troisième série d'expériences, les auteurs ont pris $a = 6$ centimètres. Dans ce cas, la condition que a soit petit vis-à-vis de λ n'était sans doute pas remplie même par la plus grande longueur d'ondes. Malgré cela, les résultats sont intéressants en ce qu'ils montrent que, pour cette distance entre les fils de la grille, et pour une longueur d'ondes de 16 centimètres, la différence de phase a été pratiquement indépendante du rayon des fils, c'est-à-dire que les différents fils de la grille sont indépendants les uns des autres. Pour un fil seul, la théorie indique un retard de phase de $(1/8)\lambda$. En fait, la valeur trouvée $\alpha = 1^{\text{cm}},92$ concorde bien avec $(1/8)\lambda$. Le tableau III résume les résultats obtenus dans cette série d'essais.

TABLEAU III
Distance entre fils $a = 6$ m.

c	α OBS.	α CALC.	REMARQUES
	cm.	cm.	
0,0025	1,92	22,9	$\lambda = 16$ cm.
0,015	1,92	15,9	
0,06	1,92	10,5	
0,1	1,92	8,6	

Quelques-unes des expériences, faites sur des fils de cuivre, furent répétées avec des fils de fer. On ne put constater aucune influence de la nature du métal constituant le fil.

R. V.

Méthode pour produire des oscillations électriques continues à haute fréquence. — S.-G. Brown. — *The Electrician*, 23 novembre 1906.

L'auteur décrit une méthode employée par lui pour l'obtention d'oscillations électriques continues de grande fréquence.

En employant un interrupteur de Wehnelt, consistant en une self-induction et un élément électrolytique avec une anode de faible surface dans l'eau acidulée, l'auteur a découvert que le phénomène peut être complètement inversé si l'on remplace l'inductance par une capacité shuntant les pôles de l'élément et si l'on prend comme cathode, dans une solution de potasse caustique de préférence, l'électrode de faible surface : on obtient ainsi des oscillations rapides dans le condensateur et à travers l'élément. L'auteur a trouvé ensuite que le rendement peut être augmenté si l'on approche la cathode très près de l'anode sur la surface du liquide, et des mesures faites sur le courant ont montré que les oscillations ont une fréquence de plusieurs milliers de périodes par seconde.

La principale objection que l'on peut faire à cette méthode est la destruction rapide des électrodes. Des expériences montrèrent que la présence de liquide n'est pas essentielle et que la décharge par arc ou par étincelle peut se produire entre des électrodes en carbone dur ou en métal placées dans l'air, mais, dans tous les cas, il faut un système quelconque pour refroidir la température de l'électrode positive : si la température de celle-ci s'élève, un arc se forme et la production d'oscillations cesse aussitôt. Le refroidissement était obtenu en plongeant dans l'eau une portion de l'électrode.

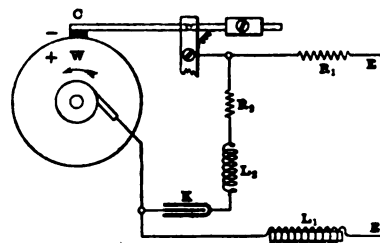


Fig. 1.

Des essais furent faits aussi pour étudier l'effet d'une augmentation de la pression de l'air, et on trouva que, quand la pression croît, les résultats sont améliorés. La difficulté principale provient de la combustion de l'électrode positive et de l'ajustage nécessaire qui en résulte, mais cette difficulté peut être surmontée par l'emploi du dispositif suivant (fig. 1). Un disque métallique, en aluminium de préférence, tourne lentement autour d'un axe et forme l'électrode po-

sitive : l'électrode négative consiste en un bloc de cuivre frottant sur le bord du disque. Lors du passage d'un courant continu à 200 volts à travers une résistance, une self-induction de valeur élevée, le disque et le bloc de cuivre, on obtient des oscillations extrêmement rapides dans la capacité qui shunte le contact mobile.

Des mesures faites sur le courant qui traverse ce conducteur ont montré que la fréquence atteint dans certaines conditions quelques millions de périodes par seconde : une petite lampe à incandescence de 1 ampère sous 20 volts brillait d'un vif éclat avec un condensateur de 0,005 microfarads. Plusieurs expériences ont montré d'une façon indéniable l'existence de ces oscillations de grande fréquence et leur production continue : par exemple, il fut possible de porter à l'incandescence une lampe à travers un mur en briques de 22^{cm},5 d'épaisseur, en employant seulement deux bandes de fil d'un seul tour chacune embrassant une surface d'environ 3 000 centimètres carrés et placées chacune d'un côté du mur.

Le disque mobile constitue une électrode qui se refroidit d'elle-même et se règle automatiquement ; ce réglage peut être effectué en fixant le bloc de cuivre à l'extrémité d'un bras équilibré, de façon que la pression sur le bord du disque ait une valeur déterminée. Cet appareil n'exige aucune attention et fonctionne toute la journée sans réglage.

Cette méthode de production d'oscillations rapides sera prochainement employée dans des appareils de télégraphie sans fil, système « Hozier-Brown ».

R. V.

Cohéreur à carborundum. — W. Pickard. — *Electrical World*, 24 novembre 1906.

Un détecteur d'ondes, consistant essentiellement en un fragment de carborundum, a été établi l'an dernier par C. Dunwoody, de la compagnie de Forest. L'auteur décrit le principe et le mode de fonctionnement de cet appareil.

La forme la plus sensible et la plus stable consiste à employer un simple cristal placé entre deux électrodes de cuivre contre lesquelles ses bords s'appuient. Un téléphone et un potentiomètre complètent le circuit.

On a constaté que cet appareil, comme le

détecteur électrolytique, donne les meilleurs résultats pour une certaine différence de potentiel critique dans le circuit local. La conductance varie très rapidement entre 1,0 et 1,1 volt. Une variation de 1 centième de volt dans cette région produit une variation de conductance d'environ 4 %, la conductance étant de 250 micromhos pour 1 volt et variant de 10 micromhos par centième de volt. Inséré dans un circuit récepteur de télégraphie sans fil, le cohéreur a donné le maximum d'effet pour une tension locale comprise entre 1,0 et 1,2 volts. Quand les électrodes en cuivre sont chauffées par une source extérieure, la résistance du cohéreur décroît d'une façon considérable et remonte à sa valeur primitive quand les électrodes se refroidissent. On sait que le carborundum présente un coefficient de température négatif.

Il est intéressant de noter que les surfaces planes du cristal possédant une faible conductibilité, on ne peut obtenir un bon contact sur la surface des bords minces du cristal. Quand ce dernier est placé entre des électrodes plates, la surface de contact électrique est limitée à une valeur extrêmement faible, probablement inférieure à un deux cent millièmes de centimètre carré : dans ces conditions, l'effet d'échauffement du courant local de la batterie et des oscillations superposées du circuit récepteur est confiné à une masse extrêmement petite de carborundum ; pour une telle masse, une faible fraction d'erg peut suffire pour augmenter matériellement la température, et, par suite, la conductance.

Il semble que le détecteur à carborundum doive être classé parmi les détecteurs bolométriques : au lieu d'un fil métallique très fin, comme dans le bolomètre de Fessenden, le détecteur à carborundum repose sur l'emploi du contact d'un point ou d'un bord du cristal avec une surface plane.

En ce qui concerne la sensibilité du détecteur à carborundum, cet appareil n'est pas aussi sensible et d'un fonctionnement aussi constant que le détecteur électrolytique ou le détecteur magnétique. Par exemple, le tableau suivant indique la quantité d'énergie, en micro-ergs, nécessaire pour que l'on obtienne dans le téléphone un son suffisamment intense pour être perçu.

Détecteur électrolytique.	364 à 400	microergs.
— magnétique..	400	—
— à carborundum.	9 000 à 14 000	—

Bien entendu, la sensibilité pratique dépend beaucoup du type de circuit récepteur employé. Par suite des valeurs très différentes de l'impédance dans différents détecteurs, il est extrêmement important que l'énergie reçue agisse entre les bornes du détecteur sous une forme convenable en ce qui concerne les relations de la tension et du courant.

R. V.

TÉLÉGRAPHIE & TÉLÉPHONIE

Mesure des constantes des lignes téléphoniques. — Béla Gati. — *The Electrician*.

Toute ligne téléphonique présente quatre constantes qu'il est important de connaître : la résistance effective, la réactance effective, la conductance effective, et la susceptance effective. L'auteur adopte, pour la mesure de ces constantes, une méthode qui repose sur l'emploi combiné du voltmètre pour la mesure des courants et des trois ampèremètres pour la mesure

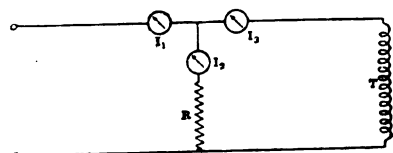


Fig. 1.

de la puissance. La figure 1 représente le principe de la méthode et la figure 2 les détails du

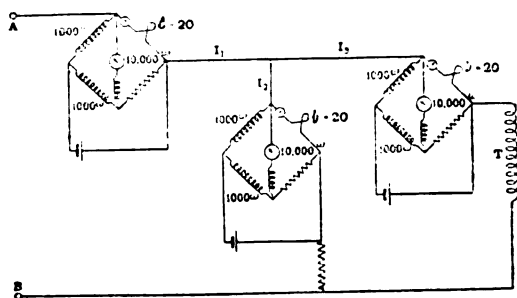


Fig. 2.

dispositif, T représentant la ligne téléphonique. On peut déterminer le déphasage entre le courant et la f. é. m. à l'origine de la ligne, et l'on peut écrire l'intensité du courant sous la forme $I = i + ji'$, j étant égal à $\sqrt{-1}$, i à $I \cos \varphi$, et i' à $I \sin \varphi$. Si l'on connaît la tension et les cou-

rants I_1 , I_2 et I_3 , on peut calculer le déphasage, puisque la puissance est

$$(R/2)(I_1^2 - I_2^2 - I_3^2) = E_3 I_3 \cos \varphi,$$

R étant la résistance du shunt, I_1 , I_2 et I_3 les courants indiqués sur la figure (b, résistance du bolomètre, est supposée négligeable). $E_3 = RI_2$. La résistance R est connue ; les courants I_1 , I_2 et I_3 peuvent être mesurés. On a $I_3 = i + ji'$, en posant $i = I_3 \cos \varphi$, $i' = I_3 \sin \varphi$.

D'après Kennely, on a les équations :

$$U = u \cosh \sqrt{RS} + i \sqrt{S/R} \sinh \sqrt{RS} \quad (1)$$

$$I = i \cosh \sqrt{RS} + u \sqrt{R/S} \sinh \sqrt{RS} \quad (2)$$

en appelant u et i la f. é. m. et le courant à l'origine de la ligne, U et I la f. é. m. et le courant à l'extrémité de la ligne.

$$R = (a + j\omega c)l; \quad S = (r + j\omega x)l,$$

a étant la conductance effective, c la capacité effective, r la résistance effective, x l'inductance effective par kilomètre, l la longueur de la ligne, $\omega = 2\pi n$, n étant la fréquence.

Si les deux conducteurs de la ligne sont isolés à l'extrémité de la ligne, I est nul. Si I est nul, on a, en appelant i_{is} et u_{is} les valeurs de i et u dans ce cas :

$$\frac{u_{is}}{i_{is}} = - \left(\frac{\cosh \sqrt{RS}}{\sinh \sqrt{RS}} \right) \frac{1}{\sqrt{R/S}}$$

$$\frac{u_{is}}{i_{is}} = - \sqrt{\frac{S}{R}} \coth \sqrt{RS} \quad (3)$$

Si les conducteurs sont connectés ensemble à l'extrémité de la ligne, U a une valeur nulle, et, en appelant i_{con} et u_{con} les valeurs relatives à ce cas, on a :

$$\frac{u_{con}}{i_{con}} = - \sqrt{\frac{S}{R}} \tanh \sqrt{RS} \quad (4)$$

En multipliant et divisant les équations (3) et (4), on a :

$$\frac{u_{is}}{i_{is}} = \frac{u_{con}}{i_{con}} = \frac{S}{R} \quad (5)$$

et

$$\sqrt{\frac{u_{con}}{i_{con}} \cdot \frac{i_{is}}{u_{is}}} = \tanh \sqrt{RS} = f \quad (9)$$

$$\sqrt{RS} = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \frac{1+f}{1-f}$$

connaissant la valeur de $\sqrt{R/S}$ et de $\sqrt{RS}$, on

peut calculer R , S , a , r , c et x . Dans le cas de lignes courtes, on peut se servir de $\sqrt{RS}$ au lieu de $\tanh \sqrt{RS}$: on a alors

$$\sqrt{\frac{u_{\text{con}}}{i_{\text{con}}} \cdot \frac{i_{\text{is}}}{u_{\text{is}}}} = \sqrt{RS} \quad (7)$$

d'où l'on déduit, en multipliant et divisant (5) et (7) :

$$u_{\text{con}}/i_{\text{con}} = S \quad ; \quad i_{\text{is}}/u_{\text{is}} = R.$$

En mesurant le courant et la f. é. m. à l'origine de la ligne, avec l'extrémité isolée, et en posant $i_{\text{is}} = i + ji'$ et $u_{\text{is}} = c$, on a

$$i/e = al \quad ; \quad i'/e = wcl \quad ; \\ a = i/le \quad ; \quad c = i'/ewl.$$

$$\beta = \sqrt{\frac{[a^2 + (2\pi wc)^2][r^2 + (2\pi wx)^2] + ar - 2\pi wc \cdot 2\pi w \cdot x}{2}}$$

Pour $a = 0$, $(2\pi w)^2 = 10^7$, $c = 10^{-7}$ farad, $r = 10$ ohms, $x = 10^{-3}$ henry, on a $\beta = 0,03418$.

Pour $a = 10^{-7}$, les autres valeurs restant les mêmes, on a $\beta = 0,0342$, de sorte que la différence est faible, mais, si l'on substitue à a la valeur mesurée $a = 10^{-4}$, on a $\beta = 0,0422$. La différence atteint 20 % et n'est donc pas négligeable.

Les expériences de l'auteur confirment les chiffres de Breisig. Cet auteur a employé un alternateur spécial à deux induits ; les courants pouvaient être modifiés en phase et en intensité, individuellement ou ensemble. La méthode de mesure reposait sur l'emploi du téléphone comme appareil de zéro. La méthode de l'auteur n'exige pas de générateur spécial, mais un générateur quelconque à haute fréquence. Le bolomètre est un appareil facile à construire soi-même.

L'auteur donne comme exemple quelques chiffres relatifs à un câble téléphonique non chargé.

Longueur 8 kilomètres ; 2×208 fils ; isolement au papier et à l'air sec ; fréquence 832 ; résistance du bolomètre 6,25 ohms ; $R = 270$ ohms ; $I_1 = 6,34 \cdot 10^{-3}$ ampères ; $I_2 = 4,52 \cdot 10^{-3}$ ampères ; $I_3 = 2,10 \cdot 10^{-3}$ ampères ; $I_3 b = 110 \cdot 10^{-6}$ watt, $E_3 = E - I_3 b$; $\cos \varphi = 0,814$. D'où l'on déduit pour la valeur de a par kilomètre $1,7 \cdot 10^{-4}$ ohm et pour c , 0,025 microfarad. Par une mesure à courant continu, on avait trouvé pour $1/a$ la valeur $1,4 \cdot 10^{-6}$ ohms, et, pour c , 0,030 microfarad environ.

La quantité la plus intéressante est la conductance effective. On considère généralement que la dispersion due à un isolement imparfait et la conductance effective sont identiques. Breisig a trouvé pour a dans un certain câble une valeur d'environ 100×10^{-6} en employant des courants à haute fréquence (1 200 périodes) tandis qu'avec du courant continu, il a trouvé $0,1 \cdot 10^{-6}$. La valeur de a pour des courants de grande fréquence est donc mille fois plus grande qu'avec du courant continu. L'auteur a, dans certains cas, trouvé $1/a = 10^4$ avec la méthode indiquée. Cette valeur de a n'est pas assez faible pour pouvoir être négligée et les calculs faits sans en tenir compte ne sont pas exacts. Par exemple, la formule pour le facteur d'amortissement est

La conclusion des résultats qui précèdent est que la conductance n'est jamais négligeable et présente, particulièrement aux fréquences élevées, des valeurs différentes de celles que l'on admet généralement. Il serait très intéressant de faire des mesures sur les lignes chargées, car il semble qu'un accroissement de la self-induction seule n'est pas suffisant pour la téléphonie à grande distance ; la conductance dépendant de la capacité, il est important de réduire cette dernière autant que possible.

R. R.

Sur les coefficients de température de la gutta-percha employée dans les câbles télégraphiques. — K. Winnertz. — Elektrotechnische Zeitschrift, 29 novembre 1906.

Dans la fabrication des câbles à la gutta, on a observé dans ces derniers temps certains faits dont il y a lieu de tenir compte pour éviter des erreurs dans le calcul de la résistance d'isolement. Il s'agit des propriétés de l'isolant aux basses températures, auxquelles on n'avait pas suffisamment attaché d'importance jusqu'à présent. De nombreuses expériences faites dans l'année écoulée ont montré que l'allure de la courbe des coefficients de température de la gutta-percha est autre qu'on ne le supposait. Ce fait a été observé d'abord sur les câbles dont la température est voisine du point de congélation et dont la résistance d'isolement, calculée

à la température normale de 23°,9 centigrades (75° Fahrenheit) avec les coefficients de température ordinaires, a été trop faible.

Les coefficients de plusieurs âmes en gutta-percha furent alors déterminés exactement dans des séries de mesures faites de 2° en 2° ; la valeur de la température était vérifiée par une mesure de la résistance du cuivre. Ces mesures ont montré que les coefficients pour 1° ne sont pas du tout constants, comme on l'avait supposé précédemment, mais diminuent d'autant plus vite quand la température décroît, que l'on se trouve plus près du point de congélation 0°. Le tableau I donne les valeurs du coefficient pour différentes températures comprises entre 35° et 0° centigrades.

TABLEAU I
Coefficients de température de la gutta-percha.

DEGRÉS CENTIGRADES	COEFFICIENT	DEGRÉS CENTIGRADES	COEFFICIENT	DEGRÉS CENTIGRADES	COEFFICIENT
35,0	0,1415	23,3	1,089	11,7	6,015
34,4	0,1561	22,8	1,187	11,1	6,373
33,9	0,1721	22,2	1,293	10,6	6,722
33,3	0,1898	21,7	1,409	10,0	7,057
32,8	0,2105	21,1	1,535	9,4	7,377
32,2	0,2332	20,6	1,672	8,9	7,670
31,7	0,2574	20,0	1,821	8,3	7,943
31,1	0,2836	19,4	1,984	7,8	8,178
30,6	0,3125	18,9	2,161	7,2	8,383
30,0	0,3442	18,3	2,353	6,7	8,499
29,4	0,3833	17,8	2,562	6,1	8,585
28,9	0,4304	17,2	2,790	5,6	8,637
28,3	0,4801	16,7	3,035	5,0	8,678
27,8	0,5251	16,1	3,302	4,4	8,719
27,2	0,5848	15,6	3,588	3,9	8,757
26,7	0,6458	15,0	3,896	3,3	8,796
26,1	0,7066	14,4	4,223	2,8	8,834
25,6	0,7707	13,9	4,564	2,2	8,880
25,0	0,8406	13,3	4,919	1,7	8,932
24,4	0,9168	12,8	5,282	1,1	8,990
23,9	1,0000	12,2	5,650	0,6	9,053

Ces chiffres permettent de tracer des courbes permettant de calculer exactement la résistance d'isolement de la gutta-percha à une température déterminée, quand on connaît la résistance d'isolement à une autre température.

E. B.

ÉCLAIRAGE

Absorption par l'atmosphère des rayons lumineux de différentes longueurs d'ondes. — J.-S. Dow. — *Electrical Review*, 2 novembre 1906.

On considère en général que les rayons de grande longueur d'ondes sont ceux qui traversent le mieux l'atmosphère. Bastian, au contraire, a indiqué⁽¹⁾ que ce sont les rayons de courte longueur d'ondes, tels que ceux produits par un arc au mercure, qui traversent le plus facilement l'atmosphère. L'auteur, avant d'entreprendre des expériences sur ce point, fait quelques remarques sur les résultats auxquels est parvenu Bastian.

Cet auteur a trouvé que la puissance lumineuse mesurée d'une lampe à vapeur de mercure varie énormément avec la distance comprise entre la lampe et le photomètre. Quand cette distance était de 1^m,86, on trouvait une puissance lumineuse égale à 14; quand la distance était de 21^m,5, on trouvait une puissance lumineuse de 25. Estimant que le phénomène de Purkinje est insuffisant pour expliquer de telles différences, Bastian a émis l'opinion que la résistance offerte par l'atmosphère au passage de la lumière de différentes longueurs d'ondes dépend de la longueur d'ondes, et que la différence d'éclairement intrinsèque des deux sources provient de ce que la lumière provenant de ces deux sources est absorbée à différents degrés par l'atmosphère.

Si l'opinion de Bastian est exacte, l'absorption atmosphérique doit avoir une valeur énormément plus grande qu'on ne le suppose généralement. Il serait impossible de comparer des lampes de différentes couleurs à différentes distances et d'obtenir ainsi des résultats concordants. Or l'auteur a fait des expériences qui conduisent à la conclusion contraire; il est vrai que la distance de la lumière au photomètre n'a jamais atteint 20 mètres, mais il est raisonnable d'admettre qu'un effet qui amène une modification de 80 % pour une distance de 20 mètres doit être notable pour des distances de 4 mètres.

Avec un photomètre à papillotement d'Everett Edgcombe, l'auteur a comparé une lampe à incandescence munie d'un écran rouge et une lampe munie d'un écran vert à des distances

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLVII, 30 juin 1906, page 505.

comprises entre 1^m,25 et 3^m,75 ⁽¹⁾. La plus grande différence trouvée dans les résultats a été égale à 7 % environ. L'auteur n'a constaté aucune variation progressive telle que celle indiquée par Bastian. Ces lampes présentaient cependant la plus grande différence de coloration que l'on peut rencontrer en pratique. L'auteur a, de même, obtenu des résultats concordants avec un photomètre de Lummer et Brodhun dans les mêmes conditions.

Si l'absorption atmosphérique pouvait atteindre la valeur que lui prête Bastian, la loi de l'inverse du carré de la distance serait fautive, même pour des lumières de même couleur. Pour étudier ce point, l'auteur a comparé deux lampes à incandescence semblables sans écran à des distances variables pendant une journée très claire et pendant une journée de brouillard extrêmement épais. Les chiffres qui suivent montrent que les résultats ont été tout à fait concordants dans les deux cas.

DISTANCE ENTRE LAMPES	JOUR CLAIR	BROUILLARD TRÈS INTENSE
1 ^m ,50	1,90	1,90
2	1,96	1,91
2 50	1,97	1,94
3	2,00	1,96
3 50	2,00	1,95
4	2,00	1,95

Après avoir muni chaque lampe d'un écran rouge, puis d'un écran vert, on obtint des résultats encore concordants. Les expériences semblent confirmer l'opinion générale que, dans les conditions générales des mesures photométriques, l'absorption atmosphérique peut être laissée de côté, à moins qu'il s'agisse de mesures extrêmement exactes.

Bastian a exprimé aussi l'opinion que la lumière provenant d'une source concentrée de lumière est beaucoup plus absorbée que la lumière provenant d'une source diffuse. Si cet effet était suffisamment important pour expliquer les résultats obtenus, on trouverait des résultats différents en comparant une lampe à flamme étalon, dans laquelle l'éclat est faible, et une lampe à incandescence étalon dans laquelle l'éclat est

grand. Or ce n'est pas le cas. Par exemple, l'auteur a comparé une lampe Harcourt au p de 10 bougies avec une lampe à incandescence de 50 bougies à des distances comprises entre 1 et 3 mètres, et, après une légère correction de la position du centre d'éclairement de la lampe au pentane, les résultats ont concordé à 1 % près. Dans les conditions atmosphériques normales, on ne constate donc pas que la lumière provenant de sources concentrées subit une absorption plus grande que la lumière provenant d'une source diffuse.

L'auteur examine quelles sont les causes qui ont pu conduire à l'énorme différence constatée par Bastian. Quand l'une des sources lumineuses comparées présente une grande surface, il est possible que tous les rayons lumineux ne tombent pas dans le photomètre, ce qui conduit à trouver une puissance lumineuse trop faible. Cette source d'erreur a dû être certainement évitée dans la mesure dont il s'agit. Ce n'est donc pas le plus probable, c'est que les différences observées sont dues à l'effet de Purkinje. Bastian n'indique pas quel type de photomètre a été employé, ni la nature de l'étalon, ni la distance des surfaces éclairées, ni si l'œil a été placé à une distance constante. Avec les très faibles éclaircissements dont il s'agissait, l'œil a pu être tout à fait insensible à la lumière rouge. Cela explique les résultats favorables à la lumière du mercure.

L'auteur termine en indiquant que, contrairement à l'opinion exprimée par Bastian, il est plutôt que ce soient les rayons rouges qui sont moins absorbés. Un phare rouge est plus visible de loin qu'un phare vert : en temps de brouillard les lumières paraissent plus rouges ; à une grande distance, les lumières d'une ville semblent plus rouges ; enfin les rayons de Hertz, dont la longueur d'ondes est plus grande que celle des rayons lumineux, sont moins absorbés que les rayons lumineux, et il semble que, plus la longueur d'onde est grande, et moins les rayons sont absorbés.

MESURES

Sur le galvanomètre à bobine mobile
— W. Jaeger. — *Annalen der Physik*.

Si une force extérieure agit sur le système,

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 3 et 10 novembre 1906, pages 191 et 235.

⁽¹⁾ *Éclairage Électrique*, tome XLIX, 22 décembre 1906, page 480.

varie aussi avec le temps, si par exemple $f(\theta) = V\theta$, et si le galvanomètre n'avait pas d'inertie, la vitesse du système mobile devient telle que l'on ait immédiatement $d\varphi/d\theta = V$. Par suite de l'inertie, cette vitesse n'est atteinte qu'au bout de quelque temps. Le mouvement (déviations φ) du galvanomètre est donné par l'équation

$$\varphi/V = \theta - 2 + (\theta + 2)e^{-\theta}. \quad (8)$$

Après un certain temps, le terme en e est négligeable, et l'on a l'équation suivante :

$$\varphi/V = \theta - 2. \quad (9)$$

Il existe donc un déphasage entre la force et le mouvement du système.

D'après les résultats obtenus pour le cas limite de l'apériodicité, on peut déterminer la sensibilité du galvanomètre à cadre mobile. L'amortissement total p se compose de l'amortissement p_0 à circuit ouvert et de l'amortissement électro-dynamique qui se produit quand une f. é. m. est induite dans la bobine, f. é. m. à laquelle correspond dans la résistance extérieure un certain courant. Cet amortissement a pour valeur q^2/W . On a donc :

$$p = p_0 + (q^2/W) = p_0 + [q^2/(\omega + \omega_k)] \quad (10)$$

en appelant ω la résistance de circuit extérieur, ω_k la résistance du galvanomètre et $W = \omega + \omega_k$. D'autre part, on a $q = HF$, q désignant l'intensité de champ et F la surface d'enroulement de la bobine. Le cas le plus favorable pour la sensibilité est celui pour lequel p_0 est nul et ω_k négligeable vis-à-vis de ω . On a alors pour la sensibilité au courant $S = 1/C$, et pour la sensibilité à la tension $P = S/W$ les valeurs suivantes :

$$S = q/D = \sqrt{2T\omega/D} \quad \text{ou} \quad \sqrt{2T^3\omega/K} \quad (11)$$

$$P = S/\omega = \sqrt{2T/\omega D} \quad \text{ou} \quad \sqrt{2T^3/\omega K}.$$

En augmentant la période d'oscillations, on augmente la sensibilité, mais cela n'est possible que dans une certaine mesure.

Dans ce qui suit, on suppose T et W donnés. On voit, d'après les formules, que la sensibilité est d'autant plus grande que le couple directeur de la suspension est plus faible. Pour obtenir une sensibilité aussi élevée que possible, il faut employer un faible couple directeur, à condition, naturellement, que l'inertie de la grandeur $T = \sqrt{KD}$, soit choisie convenablement. La sen-

sibilité croît alors proportionnellement à $1/\sqrt{D}$.

Si la constante d'amortissement p_0 n'est pas nulle et si la durée d'oscillation dans le circuit ouvert possède un rapport d'amortissement k_0 correspondant à un décroissement logarithmique $\Lambda_0 = \text{Log } k_0$, la sensibilité du galvanomètre est réduite d'un facteur α par rapport à la valeur maxima que l'on peut atteindre pour des valeurs données de T , ω et D d'après la formule (11). Ce facteur est donné par l'équation :

$$\alpha = \sqrt{1 - (p_0/2TD)} = \sqrt{1 - (p_0T/2K)} \quad (12)$$

$$\alpha = \sqrt{1 - \sqrt{\Lambda_0^2/(\pi^2 + \Lambda_0^2)}}.$$

D'autre part, si ω_k n'est pas applicable vis-à-vis de ω , la sensibilité à la tension est réduite de la fraction

$$\beta = 1/\sqrt{1 + (\omega_k/\omega)}. \quad (13)$$

D'une façon générale, la sensibilité à la tension est donc :

$$P = \sqrt{2T/\omega D} \cdot \alpha \cdot \beta \quad (14)$$

et la sensibilité au courant est :

$$S = \sqrt{2T\omega/D} \cdot (\alpha/\beta).$$

Les tableaux suivants indiquent la dépendance des grandeurs α et β de Λ_0 ou k_0 et de β et de ω_k/ω .

TABLEAU POUR α TABLEAU POUR β

α	Λ_0	k_0	β	ω_k/ω
1,0	0	0	1,0	0
0,9	0,61	1,8	0,9	0,235
0,8	0,21	3,3	0,8	0,562
0,7	1,86	6,4	0,7	1,04
0,6	2,62	13,7	0,6	1,78
0,5	3,56	35,2	0,5	3,00
0	∞	∞		

On voit, d'après ces tableaux, que des valeurs assez importantes de k_0 et de ω_k/ω sont nécessaires pour diminuer d'une façon appréciable la sensibilité. Si l'amortissement du galvanomètre est tel qu'à circuit ouvert chaque déviation ait pour valeur la moitié de la déviation précédente ($k = 2$), on perd d'abord 10 % de sensibilité. Si la résistance intérieure du galvanomètre est égale à la résistance extérieure, on

perd 30 % environ de sensibilité; si elle est trois fois plus grande que la résistance extérieure, la sensibilité est diminuée de moitié.

Dans les appareils de mesure, la sensibilité que l'on peut atteindre est très voisine de celle qu'indique l'équation 11 d'après les grandeurs TW et D .

L'auteur calcule les constantes du galvanomètre d'après les valeurs données pour la résistance W du circuit total au cas limite de l'apériodicité, la durée d'oscillation T et la sensibilité au courant S ou la sensibilité à la tension P . Ces constantes D , K , q et p_0 , qu'il est essentiel de connaître pour la construction du galvanomètre, sont données par les formules suivantes :

$$D = 2TWx^2/S^2 = 2Tx^2/WP^2$$

$$K = T^2D = 2T^3Wx^2/S^2 = 2T^3x^2/WP^2$$

$$q = SD = 2TWx^2/S = 2Tx^2/P$$

$$p_0 = 2TDA_0/\sqrt{\pi^2 + \Lambda_0^2} = 4T^2Wx^2(1 - x^2)/S^2 \\ = 4T^2x^2(1 - x^2)/WP^2.$$

D'après ces formules, on peut facilement voir de quelle manière les grandeurs D , K , q , p_0 doivent être modifiées quand les grandeurs T et W sont modifiées dans un certain rapport.

Le cas limite de l'apériodicité offrant de grands avantages, il est bon d'employer le galvanomètre dans cet état, même quand la sensibilité en est amoindrie. Il suffit, pour cela, d'employer un shunt.

Pour les mesures avec un appareil de compensation, le galvanomètre est utilisé avec des résistances extérieures très différentes, comprises

entre quelques ohms et 10000 ou 15000. Dans ces conditions, un galvanomètre à résistance moyenne semble le plus avantageux.

Pour les galvanomètres balistiques, de déterminer l'intégrale de temps E de la force électromotrice qui produit l'impulsion instantanée. La vitesse initiale V produisant la déviation I est égale à e/T par seconde. Pour trouver l'intégrale de temps E de la force électromotrice, faut tenir compte que la vitesse initiale est aussi égale à (E/W) (q/K), ou à $SE/EP/T^2$. On a donc

$$E = eT/P = e\tau/\pi P$$

$$E = 0,8652\tau/P :$$

elle est exprimée en volts $\times$ secondes.

En ce qui concerne la sensibilité à la tension P , on a vu (équation 11) que celle-ci est égale à $\sqrt{1/D}$. La plus petite valeur observée pour des galvanomètres usuels est environ $D = 10^{-12}$ cm²t⁻²: la sensibilité maxima à la tension est alors

$$P = (2/\sqrt{\pi})\sqrt{\tau/w} = 1,128\sqrt{\tau/w}$$

Si la résistance est exprimée en ohms, la sensibilité à la tension, rapportée à une résistance extérieure de 1 ohm, est

$$P' = 14,27\sqrt{\tau}.$$

Pour le galvanomètre à aiguille, on a

$$P' = 1,6\tau^2.$$

TABLE MÉTHODIQUE DES MATIÈRES

Théories et généralités.

Sur la détermination expérimentale du rapport des unités électriques. — <i>L. Rayleigh</i>	100 et 139	Sur la radiation du radiotellure. — <i>B. Kucera</i> et <i>B. Masek</i>	104 et 258
Sur la possibilité d'une force électro-motrice produite par l'accélération centrifuge. — <i>E. F. Nichols</i>	57	Sur les produits de décomposition du radium contenus dans l'atmosphère. — <i>H. Mache</i> et <i>T. Rimmer</i>	59
Méthode pour déterminer le rapport de la masse transversale à la masse longitudinale de l'électron. — <i>A. Einstein</i>	493	Sur la tension disruptive de pellicules liquides minces placées entre des électrodes en platine iridié. — <i>P.-E. Shaw</i>	219
Étude bolométrique sur l'énergie des rayons X. — <i>E. Angerer</i>	339	Sur la décharge par étincelles superficielles. — <i>M. Toepler</i>	460
Écran pour rayons Röntgen. — <i>Danneberg</i>	340	Sur la largeur des raies spectrales, d'après le principe de Doppler. — <i>O. Schönrock</i>	141 et 177
Sur une radiation secondaire produite par des rayons Röntgen très mous. — <i>W. Seitz</i>	340	Études expérimentales sur la constitution des aimants permanents. — <i>E. Kempken</i>	176
Sur la réflexion des rayons cathodiques. — <i>S.-R. Williams</i>	180	Sur la valeur de la force coercitive dans l'aimantation produite progressivement ou par saccades. — <i>E. Gumlich</i>	380
Sur certains rayons cathodiques. — <i>P. Villard</i>	341	Détermination expérimentale de l'exposant d'hystérésis. — <i>E.-L. Weber</i>	222
Sur la vitesse des rayons négatifs produits par des rayons-canal ou des rayons cathodiques tombant sur des métaux. — <i>C. Füchtbauer</i>	422	Sur les composés magnétiques d'éléments non magnétiques. — <i>Wedekind</i>	381
Recherches sur un nouvel élément présentant les propriétés du thorium. — <i>G.-A. Blanc</i>	103	Expériences faites sur les alliages magnétiques d'Heusler. — <i>E. Guthe</i> et <i>L.-W. Austin</i>	256 et 300
Quelques propriétés de l'actinium. — <i>M. Levin</i>	463	Influence d'une aimantation transversale sur la conductibilité électrique des métaux. — <i>E. Grunmach</i>	381
Sur quelques propriétés radioactives de l'uranium. — <i>M. Levin</i>	420	Sur les conductibilités calorifique et électrique. — <i>Reinganum</i>	496
Sur l'absorption des rayons β du radium. — <i>H.-W. Schmidt</i>	422		
Émission de lumière par les rayons α . — <i>J. Stark</i>	494		

Génération et transformation.

Considérations théoriques et pratiques sur les machines à vapeur surchargées. — <i>A. Witz</i>	407	Sur les revêtements des conduites de vapeur.	34
		Turbine à vapeur système Backstrom-Smith.	93

Les turbines à vapeur des usines génératrices de Berlin.	139	de Nuremberg.	91
Nouveaux condenseurs système Leblanc.	342	Emploi des moteurs à gaz de hauts fourneaux aux États-Unis.	92
Gazogènes Deutz à aspiration brûlant des briquettes de lignite.	70	Moteurs à deux temps pour gaz de hauts fourneaux (société Klein).. . . .	140
Emploi de moteurs à gaz dans les mines et les usines métallurgiques allemandes.	74	Emploi de moteurs Diesel à l'usine génératrice de Sherman (Texas).	92
Moteurs à gaz de grande puissance des ateliers		BREVETS.	110

Étude et construction des machines électriques.

Nouvelle méthode pour décomposer en ses harmoniques une courbe périodique dans l'étude des machines à courants alternatifs. — <i>K.-H. Haga</i>	263	Sur la marche en parallèle des alternateurs. — <i>L. Fleischmann</i>	181
Sur les projets de machines électriques à grande vitesse de rotation. — <i>S.-P. Thomson</i>	304, 344, 384, 423, 464 et 496	Conditions d'emploi du diagramme du cercle pour les machines asynchrones fonctionnant au delà du synchronisme. — <i>L. Lombardi</i>	307 et 347
Coefficients pour l'établissement des machines électriques. — <i>H.-M. Hobart</i> et <i>A.-G. Ellis</i>	425, 467 et 498	Sur les courants magnétisants dans les moteurs d'induction polyphasés. — <i>E. Hellmund</i>	149
Étude sur les courants de Foucault dans les tôles de fer. — <i>A. Kühns</i>	223 et 259	Moteurs monophasés compensés sans balais d'excitation. — <i>Th. Lehmann</i>	451 et 481
Distribution des pertes dans le fer et production de chaleur dans les tôles d'induits. — <i>A. Press</i>	401	Calcul de l'enroulement auxiliaire de démarrage des moteurs d'induction monophasés.	109
Machines à courant constant. — <i>E. Rosenberg</i>	469	Le développement des moteurs monophasés. — <i>L.-J. Pumphrey</i>	64
Collecteur Siemens à ventilation artificielle.	386	Moteurs monophasés à collecteur à grand couple de démarrage (Felten et Guillaume-Lahmeyer Werke A. G.).	390
Prédétermination de la longueur des conducteurs de l'induit. — <i>I.-M. Winetraub</i>	63	Calcul des courbes caractéristiques des moteurs série monophasés. — <i>O.-S. Bragstad</i> et <i>S.-P. Smith</i>	261, 310, 348, 387 et 428
Sur l'influence des pôles de commutation sur la construction de machines normales à courant continu. — <i>W. Oelschläger</i>	143	Théorie des moteurs monophasés à collecteur en tenant compte de la dispersion. — <i>A. Thomälen</i>	145
Sur le nombre de pôles de commutation. — <i>M. Breslauer</i>	227	Commutation au démarrage dans les moteurs monophasés. — <i>M. Latour</i>	106
Sur la répartition du flux magnétique dans une machine à pôles auxiliaires. — <i>M. Breslauer</i>	306	Influence de la répartition du champ à la périphérie de l'induit sur les pertes dans le fer d'un moteur monophasé à collecteur. — <i>M. Latour</i>	184
Sur le réglage de la tension des dynamos génératrices à courant continu. — <i>Hobart</i>	20	Réglage des moteurs à répulsion compensés de traction (brevet Eichberg).	72
Diagramme général des courants triphasés (suite). — <i>F. Niethammer</i>	5 et 41	Relations de la charge et du facteur de puissance dans les transformateurs déphasés-triphasés. — <i>A. Fish</i> et <i>A. Shane</i>	26
Machine à courants alternatifs avec champ auxiliaire pour la compensation directe de la réaction d'induit. — <i>A. Heyland</i>	81	Matériel exposé à Milan par la société Westinghouse.	167
Alternateurs à grande vitesse et à grande fréquence (brevets Kelsey et Rushmore).	228	Matériel exposé à Milan par la C ^{ie} Internatio-	
Le court-circuit brusque des alternateurs triphasés. — <i>F. Punga</i>	22, 61 et 104		

nale d'Électricité de Liège.	170	Matériel exposé à Milan par la Felten et Guil-	
Matériel exposé à Milan par la société Brown-		leume-Lahmeyer Werke A. G.	417
Boveri.	294	BREVETS.	110

Transmission et distribution.

Méthode pratique pour le calcul des lignes à courants alternatifs présentant de la self-induction et de la capacité. — A. Blondel.	121, 161, 241 et	321	Sur les oscillations à haute tension et à grande fréquence dans les réseaux à courant continu. — C. Feldmann et J. Herzog.	229 et 265
Limites d'emploi de courants triphasés et du courant continu dans les usines génératrices urbaines. — E. Suchy.		350	Sur les pertes d'énergie dans le diélectrique des câbles parcourus par des courants alternatifs à haute tension. — P. Humann.	28, 66 et 112
Sur les lignes aériennes et les câbles souterrains. — L. Bernard.		30	Sur l'échauffement de câbles à plusieurs conducteurs torsadés placés dans le sol. — J. Teichmüller et P. Humann.	471
Sur les lignes aériennes à longues portées. — A.-J. Bowie.		68	Nouveau type de condensateurs industriels. — C.-F. Guilbert.	208
Sur les lignes de transmission d'énergie électrique. — L. Kolkin.		186	Sur l'épuration des courbes périodiques par les condensateurs. — C.-F. Guilbert.	441
Sur les lignes à haute tension à poteaux en fer. — L. Kallir.	312, 352 et	392	Relais Westinghouse pour courants de retour. Mac-Gahan et Baker.	275
Expériences faites sur des câbles à haute tension. — E. Jona.		391	BREVETS.	127
Emploi de conducteurs en sodium au lieu de conducteurs en cuivre. — A. G. Bells.		470		

Installations d'usines et de réseaux de distribution.

Usine génératrice de Westport (Baltimore).	2	Usine hydro-électrique de Launceston (Tasmanie).	40
Usine hydro-électrique de Holyske.	14	Usine hydro-électrique de Saint-Cézaire (La Siagne).	50
Installation à 40 000 volts à Zamora (Espagne).	14	Installation de la Truckee River G. E. C°.	50
Station centrale de Francfort.	16	Usine génératrice de la Lackawanna L. G. C°.	54
Impressions techniques recueillies en Angleterre (usines de Chelsea, Greenwich, Stuart street; ateliers Westinghouse, etc.).	26	Usines génératrices et installations d'éclairage électrique en Hongrie.	86
Installation pour la destruction des ordures à Brunn.	31	Transport d'énergie à 66 000 volts de Grand-Rapids à Muskegon.	98
Usine hydro-électrique de la Brillanne (Basses-Alpes).	38	Usine hydro-électrique de Guinesville.	98
Usine municipale de Schwerin.	38	Nouvelle station centrale de Summer Lane, de la Birmingham Corporation.	122

Traction.

Sur l'effort de traction des équipements monophasés. — Bergman.	433	tation sans aucun sectionnement. — Piazzoli.	43 et 55
Sur l'électrification des chemins de fer de la Suisse. — W. Wyssling.	431	Importance économique des usines génératrices et moteurs à gaz pauvre dans les installations de tramways. — E.-A. Ziffer.	74
Avantages et inconvénients, dans les réseaux importants de tramways, du système d'alimentation par zones isolées ou non isolées, comparé au système d'alimen-		Nouveau système de traction électrique (ateliers Oerlikon. — W. Kummer.	71

Nouveau support de rails (système Scheinig et Hofman). — <i>A. Kvetensky</i>	73	— <i>A. Solier</i>	96
La traction électrique à Wheeling (E. U.).	110	Résultats d'exploitation des tramways municipaux de Vienne.	93
Installation et traction électrique entre Minneapolis et le lac Minnetonka.	19	Ligne électrique de Camden à Atlantic-City.	141
Chemin de fer de Groton et Stormington.	55	Résultats obtenus par l'emploi des compteurs de courant et autres sur les voitures de tramways. — <i>Waltmann</i>	18
Installations de traction électrique au Simplon (fin). — <i>A. Solier</i>	13	BREVETS.	130
Tramways électriques des environs de Rome.			

Applications mécaniques.

Notes sur les machines d'extraction électriques (mines de Lens, mines de Béthune, puits Karwin, puits Gisela). — <i>R. de Valbreuze</i>	90 et 130	Manutention du charbon à l'usine génératrice du métropolitain de New-York.	100
Sur la commande électrique des trains de laminoirs. — <i>Wiley</i>	274	Emploi d'électro-aimants pour étudier les défauts et les soufflures du fer. — <i>L. Kann</i>	276
Applications de l'électricité dans les usines à gaz. — <i>E. Ballois</i>	249	Électro-aimants à courants alternatifs. — <i>Lindquist</i>	275
Installations électriques des ateliers d'Altona.	100	Expériences faites sur des coussinets par la C ^{ie} Westinghouse.	273
Pont transbordeur électrique de Newport.	155	Compresseurs tournants à plusieurs étages.	102
		BREVETS.	130

Oscillations hertziennes. Télégraphie et téléphonie sans fil.

Procédé pour la production d'oscillations non amorties et leur emploi en télégraphie sans fil. — <i>V. Poulsen</i>	354	Contribution à l'étude du bolomètre. — <i>E.-F. Schmidt</i>	151
Méthode pour produire des oscillations électriques continues à haute fréquence. — <i>S.-G. Brown</i>	501	Récepteur d'ondes hertziennes en carborundum. — <i>A.-J. Round</i>	76
Production et emploi d'oscillations de haute fréquence non amorties pour la télégraphie sans fil. — <i>W. Hahnemann</i>	474	Cohéreur à carborundum. — <i>W. Pickard</i>	
Emploi de l'interrupteur de Wehnelt avec l'excitateur de Rigbi pour la production d'ondes électriques. — <i>A.-D. Cole</i>	315	Sur la conductibilité présentée par les cohéreurs sous une influence mécanique. — <i>R. Thödlte</i>	435
Sur la syntonisation des transmetteurs de télégraphie. — <i>M. Wien</i>	32, 73 et 114	Sur les déphasages produits lors de la réflexion d'ondes électriques sur les grilles de Hertz. — <i>Schaefer</i> et <i>Laugwitz</i>	500
Sur la syntonisation des transmetteurs de télégraphie sans fil. — <i>A. Slaby</i>	269 et 316	Remarques sur les expériences de Marconi relatives à la télégraphie sans fil dans une direction unique. — <i>E.-F. Schmidt</i>	153
Sur la résonance avec des condensateurs imparfaits. — <i>H. Zipp</i>	116	Sur la télégraphie sans fil dans une direction unique. — <i>H.-J. Round</i>	231
Sur la résonance avec des condensateurs imparfaits. — <i>P. Müller</i>	117	Emploi de la télégraphie sans fil pour la transmission de signaux aux trains en marche. — <i>E. Nesper</i>	233
Modification de la capacité terminale d'une antenne par l'approche de la terre ou d'autres conducteurs. — <i>P. Drude</i>	436	Station de télégraphie sans fil de Nauen. — <i>Siewert</i>	271
Sur les détecteurs d'ondes électrolytiques. — <i>R. de Valbreuze</i> (errata; page 280).	201	Nouveaux postes de télégraphie sans fil, système Telefunken.	190
Nouveau détecteur d'ondes, système de Forest (Audion). — <i>R. de Valbreuze</i>	333	Installations et expériences de télégraphie sans fil.	20
		La télégraphie sans fil au point de vue du Droit International.	21

Conférence Internationale de télégraphie sans fil.	138	<i>mer.</i>	474
Expériences sur la téléphonie sans fil. — <i>Rüh-</i>		Sur la téléphonie sans fil. — <i>Collins.</i> . . .	476
		BREVETS.. . . .	9 et 155

Télégraphie et téléphonie.

Sur la mesure de la capacité et de la self-induction des lignes télégraphiques. — <i>Devaux-Charbonnel.</i>	35	— <i>D. Korda.</i>	486
Mesures des constantes des lignes téléphoniques. — <i>Bala Gati.</i>	503	Sur la transmission à distance des photographies, appareil servant à compenser l'inertie du sélénium. — <i>A. Korn.</i> . .	476
Sur les coefficients de température de la gutta-percha employée dans les câbles télégraphiques. — <i>K. Winnertz.</i>	504	Statistique télégraphique internationale (1904). . .	34
Sur la capacité inductive du papier sec et de la cellulose employés dans les câbles téléphoniques. — <i>A. Campbell.</i> 36, 117 et 154		Expériences faites avec le télégraphe Murray. .	46
Télégraphie rapide, système Pollak et Virag.		Notes sur quelques réseaux télégraphiques et téléphoniques: Espagne, Égypte, Russie, Serbie, États-Unis.	142
		Nouveaux câbles sous-marins.. . . .	103
		BREVETS.. . . .	7 et 156

Éléments primaires et accumulateurs.

Procédé pour la fabrication de flocons métalliques. — Dispositif de fermeture pour accumulateurs. — Électrode pour accumulateur. — Élément alcalin. — Élément alcalin à électrodes horizontales. — <i>Th.-A. Edison.</i>	195	lateurs. — <i>E.-L. Oppermann.</i>	480
Élément galvanique. — <i>B.-J. Blameuser.</i> . . .	393	Batterie d'accumulateurs. — <i>G.-M. Zingel.</i> . .	480
Éléments galvaniques. — <i>I. Kitsee.</i>	394	Emploi de matière particulièrement active pour la fabrication d'accumulateurs. — <i>Ch. Jeantaud.</i>	479
Élément galvanique. — <i>B. Jonas.</i>	394	Procédé pour diminuer la résistance intérieure de l'électrode positive formée de grains de matière active contenu dans une enveloppe non conductrice. — <i>Fabre et Schmitt.</i>	479
Perfectionnements aux éléments primaires. — <i>Ch. Rusicka.</i>	394	Procédé pour régénérer les accumulateurs électriques qui, par suite de sulfatation ou de détérioration de la matière active ont perdu une grande partie de leur capacité. — <i>C. Luckow.</i>	479
Électrode positive pour éléments galvaniques avec électrolyte neutre et sulfate de plomb ou autre composé de plomb insoluble servant de dépolarisant. — <i>E. Hegmann.</i>	393	Plaque positive pour accumulateur. — <i>M. Schneider.</i>	479
Accumulateurs. — <i>G.-A. Ford.</i>	478	Perfectionnements aux plaques d'accumulateurs. — <i>A. Schanschiew.</i>	478
Plaque d'accumulateur. — <i>A.-E. Knight.</i> . . .	479	Procédé pour la préparation des plaques d'accumulateurs. — <i>N.-J. Roselle.</i> . . .	478
Perfectionnements aux accumulateurs. — <i>H.-T. Joel.</i>	478	BREVETS.. . . .	9
Séparateur pour plaques d'accumulateurs. — <i>L.-W. Horton.</i>	478		
Procédé pour fabriquer des plaques d'accumu-			

Electrochimie et électrometallurgie.

Action chimique des radiations de courte longueur d'ondes sur les corps gazeux. — <i>E. Regerer.</i>	395	sphérique. — <i>E. Warburg et G. Leithauser.</i>	78
Sur l'oxydation de l'azote sous l'action de la décharge silencieuse dans l'air atmo-		Sur la production d'ozone au moyen de décharges électriques dans l'air. — <i>W. Cramp et S. Leetham.</i>	79

Nouvel appareil à ozone pour stériliser l'eau. — <i>C. Perkins</i>	397	Expériences faites à Sault-Sainte-Marie sur la réduction électrothermique des mine- rais de fer canadiens. — <i>O. Allen</i>	49
Revêtements électropositifs pour la protection du fer et de l'acier contre la corrosion. — <i>Sh. Cowper-Coles</i>	397	BREVETS.	22

Éclairage et photométrie.

L'arc métallique. — <i>Isador Ladoff</i>	281 et 361	neux de différentes longueurs d'ondes. — <i>J.-S. Dow</i>	505
Perfectionnements aux lampes à arc.	194	Influence de la coloration sur les mesures pho- tométriques. — <i>J.-S. Dow</i>	191 et 235
Sur les lampes à arc à flamme. — <i>B. Marks</i> et <i>E. Clifford</i>	77	Sur les étalons de lampes à incandescence et la photométrie. — <i>J.-S. Dow</i>	317
Sur la lampe au tungstène.	276	Expériences sur le photomètre de Weber. — <i>K. Satori</i>	320
Sur les lampes à incandescence. — <i>W.-H.</i> <i>Preece</i>	39	Sur un photomètre photo-électrique. — <i>F.</i> <i>Hanus</i>	40
Sur les nouvelles lampes à incandescence. — <i>R.-C. Böhm</i>	278	BREVETS.	156
Lampe à incandescence Canello.	120		
Essais sur des écrans réflecteurs. — <i>Zalinski</i>	195		
Absorption par l'atmosphère des rayons lumi-			

Méthodes et appareils de mesures.

Sur le calcul des erreurs relatives dans les mesures. — <i>H.-G. Solomon</i>	359	moyen de la méthode balistique. — <i>A.-</i> <i>H. Taylor</i>	279
Théorie des galvanomètres balistiques à bobine mobile. — <i>H.-A. Wilson</i>	438	Mesure de la fréquence des courants alternatifs. — <i>W. Penkert</i>	237
Sur les points morts de l'aiguille d'un galva- nomètre balistique. — <i>A. Russell</i>	358 et 398	Mesure des déphasages. — <i>C.-V. Drysdale</i>	156 et 196
Nouveau galvanomètre à courant alternatif. — <i>W.-S. Franklin</i> et <i>L. Freudenberger</i>	280	Sur les compteurs-moteurs pour circuits à trois fils. — <i>H.-G. Salomon</i>	159 et 198
Sur le galvanomètre à bobine mobile. — <i>W.</i> <i>Jaeger</i>	480 et 506	Batterie à haute tension pour mesures électro- statique. — <i>J. Herweg</i>	440
Sur la mesure de l'induction magnétique au		BREVETS.	35

Divers.

Expériences faites sur des rhéostats liquides. — <i>K. Wallin</i>	239	Programme des cours du Conservatoire na- tional des Arts et Métiers.	62
Nouvelles substances isolantes (pilite, ténacite, herrite).	4	Communication de la Chambre syndicale des entrepreneurs et constructeurs élec- triciens.	62
Verre de faible résistivité.	6	Les prix Nobel.	134
Brevets autrichiens et allemands.	6, 59, 104		

Renseignements économiques et commerciaux.

Concessions et projets.	36, 46, 80, 95, 107	(Europe centrale).	115
Nouvelles sociétés.	80, 107	Réduction électrothermique des minerais de fer en Californie.	116
Brevets à céder.	106	Mines de cuivre au Groënland.	116
Adjudications.	119	La production de fonte en 1905.	117
Procès-verbaux de sociétés.	117		
La production électrothermique de l'acier			

Bibliographie.

L'électricité à l'Exposition de Liège (1905), par J.-A. Montpellier.	11	Construction des inducts à courant continu, par E.-J. Brunswick et M. Aliamet.	96
L'ozone, par E. Guarini.	12	Le contremaître mécanicien, par Joanny Lom- bard et J. Caen.	96
État actuel des industries électriques, par P. Janet, Chaumat, R.-V. Picon, A. Hil- lairet, Jumau, Boucherot, P. Weiss, G. de la Touanne.	24	Le carbone et son industrie, par J. Escard.	107
Elektrische Beleuchtung, par B. Monasch.	47	Instructions concernant les conditions d'établis- sement des installations électriques dans l'intérieur des maisons.	108
Classification des moteurs à courants alter- natifs, par A. Fynn ⁽¹⁾	71	La physique de l'infini, par L. Max.	108
Le tri-car, par H. de Graffigny.	72	Les turbines à vapeur, par A. Stodola (trad. E. Hahn).	120
Procédés d'allumage des moteurs à explosion, par A. Berthier.	72	La télégraphie sans fil et la télé mécanique à la portée de tout le monde, par E. Monier.	120
Théorie et calcul des lignes à courants alter- natifs, par G. Roessler (trad. E. Stein- mann).	82	Was sind und wie eustchen Erfindungen, par J. Löwy.	144
Les différents procédés électrothermiques pour la réduction des minerais de fer et la fabrication de l'acier, par E. Haanel.	84	Die Elektrochemischen Deutschen Reichspa- tente, par P. Ferchland et P. Rehländer.	144
		Zür Theorie der Abschmelsicherungen, par G.-L. Meyer.	144
		Einführung in die Elektrotechnik. par A. Zee- mann.	144
		Transactions of the American Electrochemical Society, vol. IX, 1906.	151

(1) Voir Erratum, p. 132 et la discussion de cette note
p. 145.

TABLE DES NOMS D'AUTEURS

A

- ALLEN (OLIVER). — Expériences faites à Sault-Sainte-Marie (Ont.), sur la réduction, par les procédés électro-thermiques, des minerais de fer canadiens. 49
- ANGERER (E.). — Étude bolométrique sur l'énergie des rayons X. 339
- AUSTIN (L. W.) — Voir *Guthe*.

B

- BALLOIS (E.). — Applications à l'électricité dans les usines à gaz. 249
- BAKER. — Voir *Mac-Gahan*.
- BÉLA GATI. — Mesures des constantes des lignes téléphoniques. 503
- BERGMAN. — Sur l'effort de traction des équipements monophasés. 433
- BERNARD (L.). — Sur les lignes aériennes et les câbles souterrains. 30
- BETTS (A.-G.). — Emploi de conducteurs en sodium au lieu de conducteurs en cuivre. 470
- BLAMEUSER (B.-J.). — Élément galvanique. 393
- BLANC (G.-A.). — Recherches sur un nouvel élément présentant les propriétés du thorium. 103
- BLONDEL (A.). — Méthode pratique pour le calcul des lignes à courants alternatifs présentant de la self-induction et de la capacité. 121, 161, 241 et 321
- BÖHM (R.-C.). — Sur les nouvelles lampes à incandescence. 278
- BOWIE (A.-J.). — Sur les lignes aériennes à

longues portées.

BRAGSTAD (O.-S.) et SMITH (S.-P.). — C des courbes caractéristiques des teurs série monophasés. 261,

BRESLAUER (M.). — Sur le nombre de pôl commutation.

Sur la répartition du flux magné dans une machine à pôles auxiliai

BROWN (S.-G.). — Méthode pour produire oscillations électriques continu haute fréquence.

C

CAMPBELL (A.). — Sur la capacité inducti papier sec et de la cellulose emp dans les câbles téléphoniques. 36

CLIFFORD (E.). — Voir *Marks (B.)*.

COLE (A.-D.). — Emploi de l'interrupte Wehnelt avec l'excitateur de Righi la production d'ondes électriques

COLLINS. — Sur la téléphonie sans fil. . .

COWPER-COLES (SH.). — Revêtements éle positifs pour la protection du fer l'acier contre la corrosion. . . .

CRAMP (W.) et LEETHAM (S.). — Sur la pro tion d'ozone au moyen de déch électriques dans l'air.

D

DANNEBERG. — Écran pour rayons Röntge

DEVAUX-CHARBONNEL. — Sur la mesure

capacité et de la self-induction des lignes télégraphiques.	35
DOW (J.-S.). — Influence de la coloration sur les mesures photométriques.	191, 235
Sur les étalons de lampes à incandescence et la photométrie.	317
Absorption par l'atmosphère des rayons lumineux de différentes longueurs d'ondes.	505
DRUDE (P.). — Modification de la capacité terminale d'une antenne par l'approche de la terre ou d'autres conducteurs.	436
DRYSDALE (C.-V.). — Mesure des déphasages.	156 et 199

E

EDISON. — Brevets récents concernant les accumulateurs alcalins.	195
EINSTEIN (A.). — Méthode pour déterminer le rapport de la masse transversale à la masse longitudinale de l'électron.	493
ELLIS (A.-G.). — Voir <i>Hobart</i> .	

F

FABRE et SCHMITT. — Procédé pour diminuer la résistance intérieure de l'électrode positive formée de grains de matière active contenus dans une enveloppe non conductrice.	479
FELDMANN (C.) et HERZOG (J.). — Sur les oscillations à haute tension et à grande fréquence dans les réseaux à courant continu.	229, 265
FISH (A.) et SHANE (A.). — Relations de la charge et du facteur de puissance dans les transformations diphasés-triphasés.	26
FLEICHMANN (L.). — Sur la marche en parallèle des alternateurs.	181
FORD (G.-A.). — Accumulateurs.	478
FRANKLIN (W.-S.) et FREUDENBERGER (L.). — Nouveau galvanomètre à courant alternatif.	280
FREUDENBERGER (L.). — Voir <i>Franklin</i> .	
FÜCHTBAUER (C.). — Sur la vitesse des rayons négatifs produits par des rayons-canal ou des rayons cathodiques tombant sur des métaux.	224

G

GRUNMACH (E.). — Influence d'une aimantation transversale sur la conductibilité électrique des métaux.	381
GUILBERT (C.-F.). — Nouveau type de condensateurs industriels.	208
Sur l'épuration des courbes périodiques par les condensateurs.	441
GUMMICH (E.). — Sur la valeur de la force coercitive dans l'aimantation produite progressivement ou par saccades.	380
GUTHE (E.) et AUSTIN (L.-W.). — Expériences faites sur les alliages magnétiques d'Heusler.	256 et 300
GATTI (B.). — Mesure des constantes des lignes téléphoniques	503

H

HAGA (K.-H.). — Nouvelle méthode pour décomposer en ses harmoniques une courbe périodique dans l'étude des machines à courants alternatifs.	263
HANNEMANN (W.). — Production et emploi d'oscillations de haute fréquence non amorties pour la télégraphie sans fil.	474
HANUS (F.). — Sur un photomètre photo-électrique.	40
HELLMUND (E.). — Sur les courants magnétisants dans les moteurs d'induction polyphasés.	149
HERZOG (J.). — Voir <i>Feldmann</i> .	
HERWEG (J.). — Batterie à haute tension pour mesures électrostatiques.	440
HEYLAND (A.). — Machine à courants alternatifs avec champ auxiliaire par la compensation directe de la réaction d'induit.	81
HEYMANN (E.). — Électrode positive pour éléments galvaniques avec électrolyte neutre et sulfate de plomb, ou autre composé de plomb insoluble, servant de dépolarisant.	393
HOBART. — Sur le réglage de la tension des dynamos génératrices à courant continu.	20
HOBART (H.-M.) et ELLIS (A.-G.). — Coefficients pour l'établissement des machines électriques.	425, 467 et 498

- HORTON (L.-W.). — Séparateur pour plaques d'accumulateurs. 478
 HUMANN (P.). — Sur les pertes d'énergie dans le diélectrique des câbles parcourus par des courants alternatifs à haute tension. 28, 66 et 112
 Voir *Teichmüller*.

J

- JAEGER (W.). — Sur le galvanomètre à bobine mobile 480 et 506
 JKANTAUD (CH.). — Emploi de matière particulièrement active pour la fabrication d'accumulateurs. 479
 JOEL (H.-F.). — Perfectionnements aux accumulateurs. 478
 JONA (E.). — Expériences faites sur des câbles à haute tension. 391
 JONAS (B.). — Élément galvanique. 394

K

- KALLIR (L.). — Sur les lignes à haute tension à poteaux en fer. 312, 352 et 392
 KANN (L.). — Emploi d'électro-aimants pour étudier les défauts et les soufflures du fer 276
 KEMPKEN (E.). — Études expérimentales sur la constitution des aimants permanents. . . 176
 KITSEE (I.). — Éléments galvaniques. . . . 394
 KNIGHT (A.-E.). — Plaque d'accumulateur. . 479
 KOLKIN (L.). — Sur les lignes de transmission d'énergie électrique. 186
 KORDA (D.). — Télégraphie rapide système Pollak et Virag.
 KORN (A.). — Sur la transmission à distance des photographies : appareil servant à compenser l'inertie du sélénium. . . . 476
 KUCERA (B.) et MASEK (B.). — Sur la radiation du radiotellure. 104, 258
 Radiation secondaire des rayons α 258
 KÜHNS (A.). — Étude des courants de Foucault dans les tôles de fer. 223, 259
 KUMMER (W.). — Nouveau système de traction électrique. 71
 KVETENSKY (A.). — Nouveau support de rail. . 73

L

- LADOFF (I.). — L'arc métallique. 281 et 361

- LATOUR (M.). — Commutation au déma dans les moteurs monophasés. . .
 Influence de la répartition du ch. la périphérie de l'induit sur les dans le fer d'un moteur monopht collecteur.

LAUGWITZ (M.). — Voir *Schaefer*.

LEETHAM (S.). — Voir *Cramp (W.)*.

LEHMANN (Th.). — Moteurs monophasés pensés sans balais d'excitation. 4

LEITHAUSER (G.). — Voir *Warburg (E.)*.

LEVIN (M.). — Sur quelques propriétés actives de l'uranium.
 Quelques propriétés de l'actinium

LINDQUIST. — Electro-aimants à courants natifs.

LOMBARDI (L.). — Condition d'emploi du gramme du cercle pour les machines asynchrones fonctionnant au desynchronisme. 3

LUCKOW (C.). — Procédé pour régénérer accumulateurs qui, par suite de tation ou de détérioration de la machine active, ont perdu une partie de leur capacité.

M

MAC GAHAN et BAKER. — Relais Westing pour courants de retour.

MACHE (H.) et RIMMER (T.). — Sur les produits de décomposition du radium condensés dans l'atmosphère.

MARKS (B.) et CLIFFORD (E.). — Sur les lampes à arc à flamme.

MASEK (B.). — Voir *Kucera (B.)*.

MÜLLER (P.). — Sur la résonance avec des condensateurs imparfaits.

N

NESPER (E.). — Emploi de la télégraphie fil pour la transmission des signaux aux trains en marche.

NICHOLS (E.-F.). — Sur la possibilité d'une force électromotrice produite par accélération centrifuge

NIETHAMMER (F.). — Diagramme général des courants triphasés (*suite*).

O

- OELSCHLÄGER (W.). — Sur l'influence des pôles de commutation sur la construction de machines normales à courant continu.. 143

P

- PEUKERT (W.). — Mesure de la fréquence des courants alternatifs. 237
- PERKINS (C.). — Nouvel appareil à ozone pour stériliser l'eau. 397
- PIAZZOLI. — Avantages et inconvénients, dans les réseaux importants de tramways, du système d'alimentation par zones isolées ou non isolées, comparé au système d'alimentation sans aucun sectionnement. 43 et 55
- PICKART. — Cohéreur à carborundum.
- POULSEN (V.). — Procédé pour la production d'oscillations non amorties et leur emploi en télégraphie sans fil. 354
- PREECE (W.-H.). — Sur les lampes à incandescence. 39
- PRESS (A.). — Distribution des pertes dans le fer et production de chaleur dans les tôles d'induits. 401
- PUMPHREY (L.-J.). — Le développement des moteurs monophasés. 64
- PUNGA (F.). — Le court-circuit brusque des alternateurs triphasés. 22, 61 et 104

R

- RAYLEIGH (L.). — Sur la détermination expérimentale du rapport des unités électriques. 100 et 139
- REGERER (E.). — Action chimique des radiations de courte longueur d'ondes sur les corps gazeux. 395
- REINGANUM. — Sur les conductibilités calorifique et électrique. 496
- REYVAL (R.). — Matériel exposé à Milan par la société Westinghouse. 167
- Matériel exposé à Milan par la Compagnie internationale d'électricité de Liège. 170
- Matériel exposé à Milan par la Société Brown-Boveri. 294
- Matériel exposé à Milan par Felten et Guillaume-Lahmeyer Werke A. G. 417

- RIMMER (T.). — Voir *Mache (H.)*.
- ROSELLE (N.-J.). — Procédé pour la préparation des plaques d'accumulateurs. 478
- ROSENBERG (E.). — Machines à courant constant. 469
- ROUND (A.-J.). — Récepteur d'ondes hertziennes en carborundum. 76
- Sur la télégraphie sans fil dans une direction unique. 231
- RÜCHMER. — Expériences sur la téléphonie sans fil. 474
- RUSICKA (CH.). — Perfectionnement aux éléments primaires. 394
- RUSSELL (A.). — Sur les points morts de l'aiguille d'un galvanomètre balistique. 358 et 398

S

- SATORI (K.). — Expériences sur le photomètre de Weber. 320
- SCHAEFER (C.) et LAUGWITZ (M.). — Sur les déphasages produits lors de la réflexion d'ondes électriques sur des grilles de Hertz. 500
- SCHANSCHIEFF (A.). — Perfectionnements aux plaques d'accumulateurs. 478
- SCHMIDT (E.-F.). — Contribution à l'étude du bolomètre. 151
- Remarques sur les expériences de Marconi relatives à la télégraphie sans fil dans une direction unique. 153
- SCHMIDT (H.-W.). — Sur l'absorption des rayons β du radium. 422
- SCHMITT. — Voir *Fabre*.
- SCHÖNROCK (O.). — Sur la largeur des raies spectrales d'après le principe de Doppler. 141, 177
- SEITZ (W.). — Sur une radiation secondaire produite par des rayons Röntgen très mous. 340
- SHANE (A.). — Voir *Fish (A.)*.
- SHAW (P.-E.). — Sur la tension disruptive de pellicules liquides minces placées entre des électrodes en platine iridié. 219
- SIEWERT. — Station de télégraphie sans fil de Nauhen. 271
- SLABY (A.). — Sur la syntonisation des transmetteurs de télégraphie sans fil. 269, 316
- SMITH (S.-P.). — Voir *Bragstad*.
- SOLFF (K.). — Nouveaux postes de télégraphie sans fil système Telefunken. 190

- SOLIER (A.).** — Installations de traction électrique au Simplon (*fin*). 13
 Tramways électriques des environs de Rome. 96
- SOLOMON (H.-G.).** — Sur les compteurs-moteurs pour circuits à trois fils... 159 et 198
 Sur le calcul des erreurs relatives dans les mesures. 359
- STARK (J.).** — Émission de lumière par les rayons X.. . . . 494
- SUCHY (E.).** — Limites d'emploi des courants triphasés et du courant continu dans les usines génératrices urbaines. . . 350

T

- TAYLOR (A.-H.).** — Sur la mesure de l'induction magnétique au moyen de la méthode balistique.. . . . 279
- TEICHMÜLLER (J.) et HUMANN (P.).** — Sur l'échauffement de câbles à plusieurs conducteurs torsadés placés dans le sol. . . 471
- THÖLDTE (R.).** — Sur la conductibilité présentée par les cohérences sous une influence mécanique.. . . . 435
- THOMÄLEN (A.).** — Théorie des moteurs monophasés à collecteur en tenant compte de la dispersion. 145
- THOMPSON (S.-P.).** — Sur les projets de machines électriques à grande vitesse de rotation. . 304, 344, 384, 423, 464 et 496
- TOEPLER (M.).** — Sur la décharge par étincelles superficielles. 460

V

- VALBREUZE (R. de).** — Notes sur les machines d'extraction électriques. . . 90 et 130
 Sur les détecteurs d'ondes électrolytiques.. . . . 201
 Nouveau détecteur d'ondes hertziennes système de Forest. 333
 L'éclairage électrique des trains (systèmes Verity-Dalziel, Wright, Leitner-Lucas). 369
- VILLARD (P.).** — Sur certains rayons cathodiques.. . . . 341

W

- WALLIN (K.).** — Expériences faites sur rhéostats liquides.
- WARBURG (E.) et LEITHAUSER (G.).** — Sur l'induction de l'azote sous l'action d'une décharge silencieuse dans l'air atmosphérique.
- WATTMANN.** — Résultats obtenus par l'emploi de compteurs de courant et autres dans les voitures de tramways. . . .
- WEBER (E.-L.).** — Détermination expérimentale de l'exposant d'hystérésis . . .
- WEDEKIND.** — Sur les composés magnétiques d'éléments non magnétiques. . .
- WIEN (M.).** — Sur la syntonisation des télémetteurs de télégraphie sans fil..
- WILEY.** — Sur la commande électrique des trains de laminoirs.
- WILSON (H.-A.).** — Théorie des galvanomètres balistiques à bobine mobile.. . .
- WINETRAUB (I.-M.).** — Prédétermination de la longueur des conduits de l'induit.
- WINNERTZ (N.).** — Sur les coefficients de température de la gutta-percha employés dans les câbles télégraphiques. .
- WITZ (A.).** — Considérations théoriques et pratiques sur les machines à vapeur surchargées.
- WYSSLING (W.).** — Sur l'électrification des chemins de fer de la Suisse.

Z

- ZALINSKI.** — Écrans réflecteurs.
- ZIFFER (E.-A.).** — Importance économique des usines génératrices et moteurs employés dans les installations de tramways et chemins de fer d'intérêt local.
- ZINGEL (G.-M.).** — Batterie d'accumulateurs.
- ZIPP (H.).** — Sur la résonance avec des condensateurs imparfaits.

L'Éclairage Électrique

REVUE HEBDOMADAIRE DES TRANSFORMATIONS

Électriques — Mécaniques — Thermiques

DE

L'ÉNERGIE

SOMMAIRE

	Pages.
NIETHAMMER (F.). — Diagramme général des courants triphasés (<i>suite</i>)	5
SOLIER (A.). — Installations de traction électrique au Simplon (<i>fin</i>)	13

REVUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE

Génération et Transformation. — Sur le réglage de la tension des dynamos génératrices à courant continu, par HOBART.	20
Le court-circuit brusque des alternateurs triphasés, par PUNGA.	22
Détermination graphique du rapport des variations de vitesse et de tension dans les moteurs shunt, par KENNELLY.	25
Relations de la charge et du facteur de puissance dans les transformateurs diphasés-triphasés, par FISH et SHANE.	26
Transmission et distribution. — Sur les pertes d'énergie dans le diélectrique des câbles parcourus par des courants alternatifs à haute tension, par HUMANN.	28
Sur les lignes aériennes et les câbles souterrains, par BERNARD.	30
Oscillations hertziennes et télégraphie sans fil. — Sur la syntonisation des transmetteurs de télégraphie sans fil, par WIEN.	32
Télégraphie et téléphonie. — Mesure de la capacité et de la self-induction des lignes télégraphiques, par DEVAUX-CHARBONNEL.	35
Sur la capacité inductive du papier et de la cellulose employés dans les câbles téléphoniques, par CAMPBELL.	36
Éclairage. — Sur les lampes à incandescence, par PREECE.	39
Photomètre photo-électrique, par HANUS.	40

NOTES ET NOUVELLES

Nouvelle usine génératrice de Baltimore.	2
Nouvelles substances isolantes.	4
Brevets divers demandés et accordés en Autriche et en Allemagne.	6
Brevets français: <i>Télégraphie et téléphonie, Télégraphie sans fil, éléments et accumulateurs.</i>	7
BIBLIOGRAPHIE.	11

Société Française OERLIKON 85, rue Lafayette à PARIS.
 Adresse télégraphique: OERLIK PARIS
 Téléphone: 220-54.

OERLIKON

Représentation générale pour toute la France des
 ATELIERS DE CONSTRUCTION OERLIKON

Applications industrielles de l'électricité.
 Transports de force par l'électricité.
 Ponts roulants et appareillage électriques.
 Oxygène et Hydrogène par électrolyse.

Machines-Outils à commande électrique.
 Chemins de fer, tramways et traction électriques.
 Pompes électriques et treuils électriques pour mines.

Toutes les installations exécutées avec matériel OERLIKON

NOTES ET NOUVELLES

GÉNÉRATION ET TRANSFORMATION

Nouvelle usine génératrice de Baltimore.

L'énergie électrique est fournie à la ville de Baltimore par la Consolidated Gas Electric Light and Power C^o. Cette compagnie a récemment ouvert une nouvelle usine génératrice à Westport, sur laquelle l'*Electrical Word* du 1^{er} septembre 1906 donne d'intéressants renseignements.

Cette usine est l'une des plus importantes centrales du Sud : elle a une capacité de 30 000 chevaux. Elle est bâtie sur la rive de la rivière Patapsco et est située à proximité de la voie ferrée des Pennsylvania Railroad. Les premiers travaux de terrassement furent entrepris le 15 août 1905, et la première machine a été mise en mouvement le 15 juin 1906. L'usine est établie entièrement en béton, en briques et en fer. Elle a 90 mètres de longueur et 35 mètres de largeur.

La chaufferie contient 18 chaudières Babcock et Wilcox de 650 chevaux avec surchauffeur. Le charbon est déchargé, emmagasiné, et amené aux chaudières par des procédés mécaniques et automatiques. Le chargement des grilles n'est pas automatique : il est fait à la main. Tous les moteurs qui entraînent les appareils mécaniques servant à la manutention du charbon sont des moteurs à courant continu à 220 volts.

L'eau d'alimentation nécessaire aux chaudières est prise aux Gwynns Falls, en aval de la traversée de ces chutes par le pont du Baltimore and Ohio Railroad. Après filtrage, l'eau est envoyée dans un grand bassin, et est filtrée à nouveau quand elle est pompée pour être envoyée aux chaudières. Ces filtres sont disposés dans un bâtiment spécial construit au bord du lac : des substances chimiques sont ajoutées à l'eau pour éviter l'entartrage des tubes de chau-

dières. Des réchauffeurs élèvent la température de l'eau avant son entrée aux chaudières.

La salle des machines contient actuellement machines à vapeur verticales compound chevaux, pouvant supporter une surcharge de 50 %, ce qui donne une puissance de 18 000 chevaux. Une cinquième machine est horizontale et verticale, et est accouplée avec un alternateur volant de 5 000 kilowatts ; la puissance de cette machine est de 7 500 chevaux normale et 11 250 chevaux en surcharge. Toutes les machines à vapeur ont été construites par la société I. Seymour et C^o.

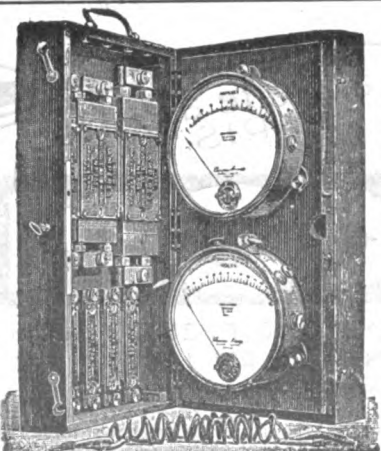
Chaque machine à vapeur est munie d'un régulateur barométrique à jet Worthington. L'excitation de chaque condenseur est fournie par des pompes centrifuges Worthington entraînées par des moteurs à vapeur à grande vitesse. Des pompes à eau sec rotatives sont employées pour le démarrage et aspirent tous les gaz non condensables qui se trouvent dans les pompes centrifuges de travail à des conditions normales. L'eau servant au refroidissement est prise dans la rivière Patapsco : elle est pompée à travers deux tunnels de 2 mètres de hauteur et de 2 mètres de largeur.

Chaque machine à vapeur verticale entraîne un alternateur de 2 000 kilowatts produisant du courant triphasé à 13 000 volts et 25 périodes par seconde. Il n'y a pas de transformateurs dans l'usine et le courant est transmis sous la tension de 13 000 volts après avoir passé par le tableau de distribution et un jeu d'interrupteurs à huile.

Le courant d'excitation est fourni par des moteurs générateurs et par une batterie d'accumulateurs.

Les courants triphasés sont transmis, par des câbles souterrains placés dans des conduits sous-stations, qui servaient antérieurement

CAISSE DE CONTROLE



Mesures de précision

APPAREILS
pour mesures électriques

Envoi franco
sur demande
du nouveau tarif
spécial
aux appareils
de
tableaux

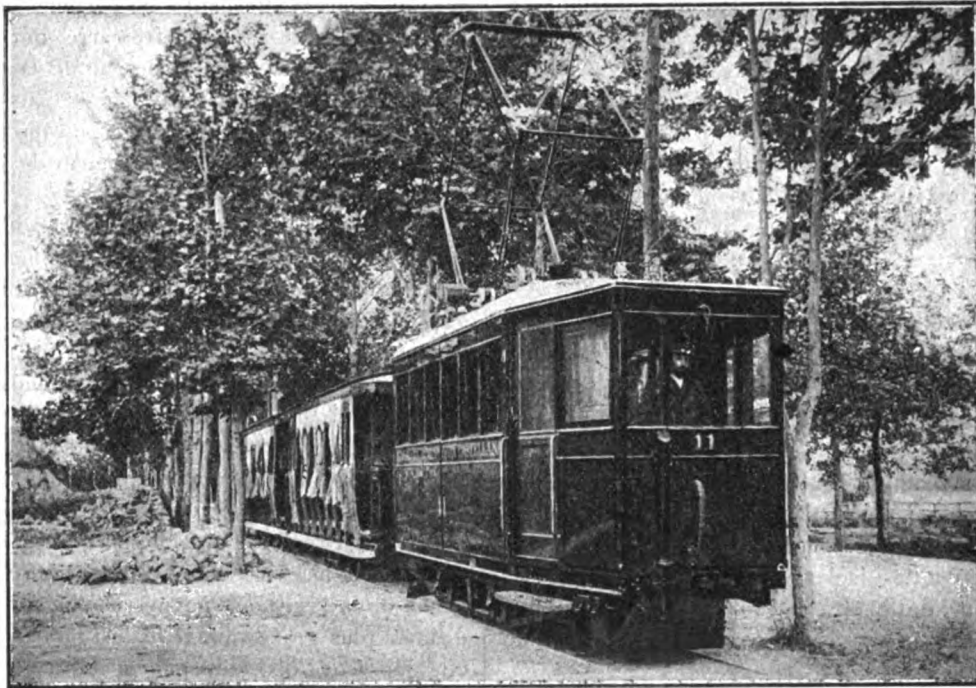
CHAUVIN & ARNOUX
Ingénieurs-Constructeurs

PARIS
186, rue Championnet

Exposition Universelle, PARIS 1900
GRAND PRIX

à sensibilité variable





Une des sept voitures monophasées de la ligne Rome-Civita-Castellana, avec deux remorques.

Traction Monophasée, système Westinghouse

Principaux avantages de ce système

SUR LE SYSTÈME A COURANT CONTINU

Réduction des frais de premier établissement.
Réduction des frais d'exploitation.
Augmentation du rayon d'action d'une station centrale.
Suppression des sous-stations avec commutatrices.
Suppression du personnel dans les sous-stations.
Diminution des pertes de ligne.

Un plus bas potentiel aux bornes du moteur.
Un contrôle plus économique et plus effectif.
Un meilleur réglage du voltage et par conséquent un meilleur service.
Moindre danger de décharges statiques pour les équipements.
Absence absolue d'action électrolytique.

Ce système a déjà été adopté par 15 chemins de fer ou tramways interurbains, en Amérique et en Europe, comprenant plus de 480 kilomètres de lignes ; la puissance totale des équipements pour ces lignes est de 65 000 chx.

Société Anonyme Westinghouse

(CAPITAL : 25 000 000 FRANCS)

2, Boulevard Sadi-Carnot, 2 — LE HAVRE

Siège social : 45, rue de l'Arcade, PARIS

tions génératrices et contiennent des machines à vapeur. Ces sous-stations convertissent l'énergie électrique en courant continu à 120 — 240 volts au moyen duquel elles alimentent le réseau de distribution. En outre, la compagnie distribue du courant continu à des ponts de 220 volts pour l'alimentation des moteurs, ainsi que des courants monophasé et triphasé à 25, 60 et 140 périodes pour différents services.

R. R.

DIVERS

Nouvelles substances isolantes.

La maison italienne Skaramussa et C^{ie} fabrique un isolant, nommé *pilite*, qui peut remplacer dans beaucoup de cas le mica. Cet isolant peut être moulé en plaques de 1 millimètre d'épaisseur et au delà ; il peut être tourné et percé. En outre, on fabrique avec la pilite des feuilles isolantes d'épaisseur comprises entre 0,1 et 1 millimètre et de différentes colorations. Ces feuilles sont aussi souples que du papier ou du carton lustré.

La pilite est préparée exclusivement avec des matières animales agglomérées sous les fortes pressions de températures élevées ; elle est insensible aux variations de température, à l'humidité et à l'huile. De la pilite même peut être fabriquée en plaques de 100×100 centimètres ; les feuilles de pilite (pressapalin) peuvent être fabriquées en plaques de 120×180 centimètres. La résistance d'isolement est très constante. Pour une plaque de pilite de 0^{mm},33 d'épaisseur, la tension de percement est en moyenne de 7 140 volts ; pour 1 millimètre d'épaisseur, la tension de rupture est de 21 500 volts. Une variété particulière jaune tient 4 000 volts pour une épaisseur de 0^{mm},1. Le poids spécifique est compris entre 0,8 et 1,5.

Des expériences faites en Suisse sur cet isolant

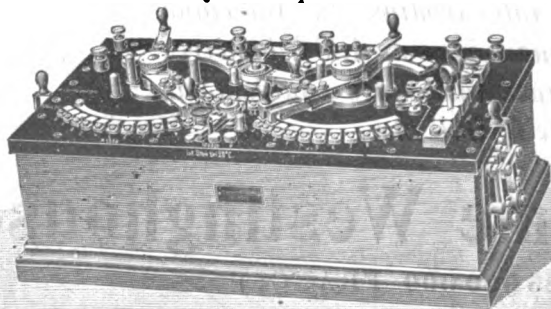
avec du courant alternatif à 50 périodes, électrodes rondes de 1 centimètre carré, ont donné les résultats suivants au point de vue de la rupture : 18 000 volts pour 0^{mm},57 d'épaisseur à 50 % d'humidité à 11° ; 13 460 volts pour une épaisseur de 0^{mm},52 et une teneur de humidité à 16°.

Un autre isolant est établi par l'A. I. appelé *ténacite*. Il est fabriqué de plusieurs manières présentant des propriétés légèrement différentes s'appliquant aux différents cas d'emploi. Cet isolant est composé d'amiante, de résine alcalines, en proportions variables pour répondre à ce que l'on aura en vue. La résistance à la rupture, suivant la variété, entre 40 et 100 grammes par centimètre carré ; la teneur en eau est comprise entre 0,06 et 1,7 %. La résistance à la pression est si élevée que l'on n'a pas pu la mesurer avec la machine dont on disposait. La même de la résistance au percement, qui est d'autant plus grande que le feu est moins intense, elle dépasse 40 000 volts pour 4 millimètres d'épaisseur. Le moulage est effectué dans des conditions qui permettent une fabrication économique.

Un isolant, nommé *berrite*, est fabriqué par son Randall Brothers et est analogue au pressapalin. Cet isolant résiste aux températures élevées et à l'action de l'huile. Il se vend en plaques et fait fondre pour imprégner des isolants en dissolution, servant à badigeonner les parties métalliques du moteur, ou bien les parties métalliques des machines. Enfin on a établi des sortes de tissus en *berrite* isolants formés de *berrite* et destinés à servir de revêtement de n'importe quel matériel de la chaleur.

MAISON ROUSSELLE & TOURNAI

Société Anonyme. Capital 500 000 fr. — 52, rue de Dunkerque, PARIS (IX^e)



POTENTIOMETRE (sans résistance de réglage).

Seule Concessionnaire pour la France et les Colonies des Appareils, et des procédés de fabrication de la

Société Siemens et

INSTRUMENTS DE MESURE
INDUSTRIELS ET DE PRÉCISION POUR LA

Téléphonie. — Moteurs et Ventilateurs.
Radiologie. — Lampes à arc "I".
Lampes TANTALE, etc., et

ATELIERS DE CONSTRUCTIONS ÉLECTRIQUES DE CHARLEROI

(Société Anonyme)



DYNAMOS ET MOTEURS DE TOUTE PUISSANCE

(COURANT CONTINU ET ALTERNATIF)

TRANSFORMATEURS, COMMUTATRICES

TRANSFORMATEURS DE COURANT ALTERNATIF EN COURANT CONTINU

(Système "ARNOLD" Breveté)

Moteurs monophasés **HEYLAND** démarrant sous charge

POMPES ET VENTILATEURS A HAUTE ET BASSE PRESSIONS (Système "RAYARD" breveté)

Appareillage spécial pour Treuils, Grues chevalets et pivotantes, Ponts roulants, Locomotives, Laminaires, etc.

Installations à forfait d'Éclairage électrique, de Transport de force, de Charbonnages, etc.

Installations complètes de Tramways.

SOCIÉTÉ GÉNÉRALE des CONDENSATEURS ÉLECTRIQUES

Système MOSCICKI

FRIBOURG (Suisse)

CONDENSATEURS INDUSTRIELS A HAUTE TENSION

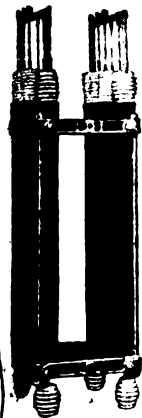
Protections des réseaux contre les décharges atmosphériques et contre les surtensions. — Suppression du décalage de phase et de la chute de tension des alternateurs. — Démarrage en charge des moteurs triphasés sur courant monophasé.

PRODUCTION DES COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE. — TÉLÉGRAPHIE SANS FIL. —

RAYONS X. — BATTERIES POUR PRODUCTION D'EFFLUVES. — OZONISEURS.

G. CONTI, Ingénieur E. C. P., 5, rue d'Assas, Paris. Représentant pour la France.

Envoi franco du catalogue, des références et des garanties.



GENERAL ELECTRIC

(Lucien ESPIR,

11^{bis}, Rue de

VENTILATEURS

de Table,
de Plafond,
Etc.

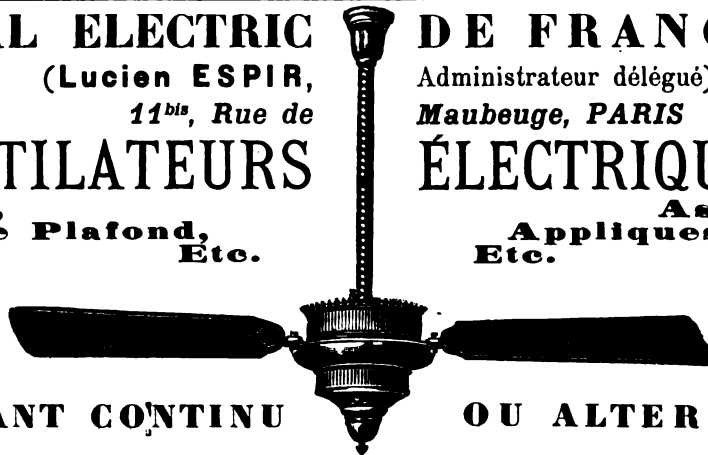
DE FRANCE L^D

Administrateur délégué)

Maubeuge, PARIS

ÉLECTRIQUES

Aspirateurs,
Appliques,
Etc.



COURANT CONTINU

OU ALTERNATIF

Ancienne Maison MICHEL et C^{ie}

COMPAGNIE

pour la

Fabrication des Compteurs

et Matériel d'Usines à Gaz

16 et 18, Boulevard de Vaugirard - PARIS

Société anonyme. Capital : 7 000 000 de francs



Ampèremètre



C^{ie} M^{ie} A



C^{ie} A. C. T.

Adresse
Télégraphique
Compto. Paris



Téléphone
708-0604



Enregistreur



Voltmètre.



C^{ie} OK

COMPTEURS D'ÉLECTRICITÉ. APPAREILS DE MESURE Syst. Meylan-d'Arsonval.

Il faudrait éviter que, pendant la période transitoire, les travaux d'extension de canalisations ne soient complètement arrêtés, comme ils le sont aujourd'hui, car l'abaissement du prix du courant amènerait une diminution de recettes, qui ne peut être évitée que par un développement de canalisations amenant une clientèle assez considérable pour ne pas faire fléchir le chiffre des recettes et au contraire le faire progresser.

Pour arriver à ce résultat, le concessionnaire devrait donner le courant à toutes personnes se trouvant sur le parcours des canalisations actuellement existantes ou à une distance à déterminer de ces canalisations.

Mais nous ne devons pas seulement envisager la période de transition, mais bien aussi la période définitive. Nous avons pensé que le plan de la canalisation générale à établir devrait, peut-être, être scindé en trois parties :

1° PLAN DE PREMIÈRE URGENCE, A EXÉCUTER DE SUITE :

Canaliser toutes les rues du centre de Paris limitées par les boulevards extérieurs de la place de l'Étoile à la place de la Nation, les quais jusqu'au pont d'Austerlitz, le trajet des tramways Bastille-Gare Montparnasse et gare Montparnasse-Étoile ;

2° PLAN DE DEUXIÈME URGENCE, A EXÉCUTER DANS UN DÉLAI DE CINQ ANNÉES :

Canalisation des grandes voies dans la zone comprise entre la première ligne et les fortifications ;

3° PLAN DÉFINITIF, A EXÉCUTER DANS UN DÉLAI DE DIX ANNÉES :

Canalisations complémentaires permettant à tout habitant d'être relié au réseau électrique.

2° Prix du courant. — Les concessionnaires actuels de distribution d'électricité, lorsqu'ils ont établi leurs tarifs, ont pris pour base des conditions d'exploitation aujourd'hui surannées et il n'y a rien d'étonnant à ce qu'actuellement les prix qui n'ont pas été modifiés soient exagérés.

Le nouveau Régime, quel qu'il soit, devra tout d'abord tenir compte des nouvelles conditions d'exploitation en rapport avec les progrès actuels de la science, sans établir de parallèle avec l'excès de diminution, qui peut paraître énorme en comparaison des prix actuellement payés.

Sans nous arrêter au prix du courant dans les autres grandes villes et capitales étrangères, prix qui sont, par leur modicité, sans aucune comparaison avec les nôtres, nous nous contentons d'examiner seulement Paris et la banlieue.

Actuellement, en banlieue, on distribue du courant destiné à l'éclairage au prix de 50 centimes le kilowatt. A Paris, les Compagnies actuelles fournissent le courant à de gros consommateurs, tels que le

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE **TUDOR** L'ACCUMULATEUR

SOCIÉTÉ ANONYME, CAPITAL 1 600 000 FRANCS

Siège Social : 81, rue Saint-Lazare, 81 — PARIS

USINES : 39 et 41, route d'Arras, 39 et 41 — LILLE

INGÉNIEURS-REPRÉSENTANTS :

ROUEN, 2, place Carnot. — LYON, 106, rue de l'Hôtel-de-Ville. — NANTES, 7, rue Scribe. — TOULOUSE, 62, rue Bayard. — NANCY, 2bis, rue Isabey.

ADRESSE TÉLÉGRAPHIQUE :

Tudor Paris, Tudor Lille, Tudor Rouen, Tudor Nantes, Tudor Lyon, Tudor Toulouse, Tudor Nancy.

TYPES SPÉCIAUX POUR L'ALLUMAGE DES MOTEURS

GENERAL ELECTRIC

(Lucien ESPIR,

11bis, Rue de

VENTILATEURS

de Table,
de Plafond,
Etc.

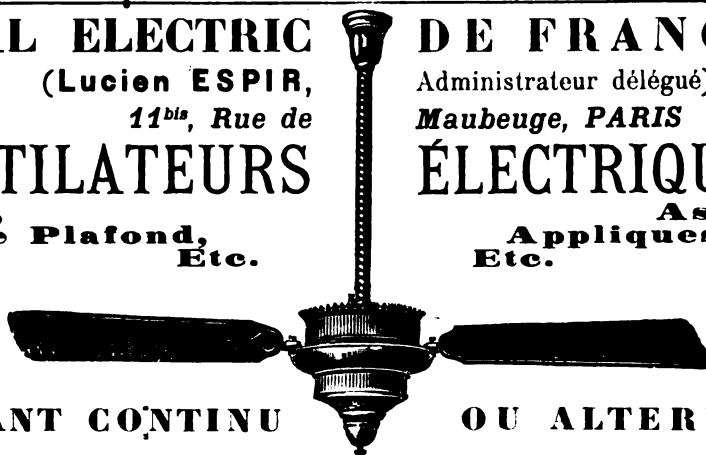
DE FRANCE L^D

Administrateur délégué)

Maubeuge, PARIS

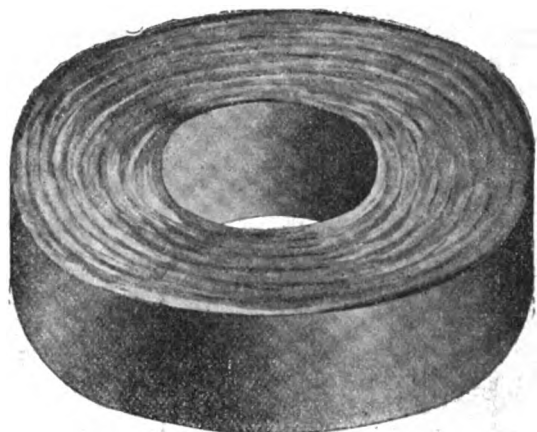
ÉLECTRIQUES

Aspirateurs,
Appliques,
Etc.



COURANT CONTINU

OU ALTERNATIF



**QUALITÉ
SUPÉRIEURE**

**BON
MARCHÉ**

CHATTERTONNE

ESSAYEZ-LE

**NOUS SOMMES CONVAINCUS
DE LA SUPÉRIORITÉ
DE NOTRE RUBAN
ASSUREZ-VOUS-EN EN
DEMANDANT UN ÉCHANTILLON
GRATUIT A NOTRE SERVICE**

A. B.

C^{IE} FRANÇAISE DU RUBÉROÏD
20, Rue St-Georges, PARIS

PB
ET

SOCIÉTÉ NOUVELLE

DES

ACCUMULATEURS B. G. S.

Société Anonyme au Capital de 300 000 francs

34, rue Pierret, NEUILLY-SUR-SEINE

Batteries stationnaires de toutes puissances

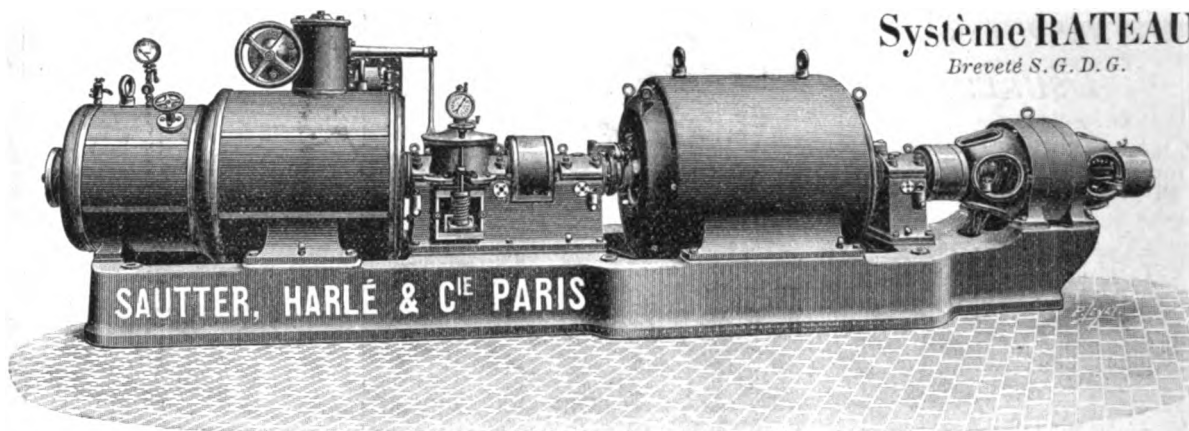
Accumulateurs légers pour traction électrique

**Éléments transportables pour allumage
de Moteurs à explosion — Électricité médicale, etc.**

TÉLÉPHONE : 540-13

MÉDAILLE D'ARGENT : PARIS 1900

TURBINES A VAPEUR



PARIS. — 26, Avenue de Suffren, 26. — PARIS

ACCUMULATEURS ET VOITURES ÉLECTRIQUES Alfred DININ

Usines et Bureaux : 2, quai National, PUTEAUX (Seine)

Téléphone 571-04 Adresse Télégraphique : ACCUDININ-PUTEAUX

Bureau de Paris : 49, rue Saint-Ferdinand, 49. — Téléphone 529-14.

PARIS, 1889-1900
SAINT-LOUIS, 1904

GRANDS PRIX —

LIÈGE, 1905,
Membre du Jury

HORS CONCOURS

JULES RICHARD*

FONDATEUR & SUCESSEUR

de la Maison RICHARD Frères

25, rue Mélingue (anc. imp. Fessart.) EXPOSITION 10, rue Halévy (près l'Opéra), PARIS
ET VENTE :

Enregistreurs pour le contrôle

de toutes les opérations industrielles en général

Par la surveillance constante et absolue qu'ils exercent, ces instruments permettent de réaliser de grandes économies, et leur prix d'achat se trouve couvert à bref délai.

Plus de 44 000 de ces instruments en fonction dans le monde entier en sont la meilleure recommandation.

INSTRUMENTS DE MESURE POUR L'ÉLECTRICITÉ

NOUVEAUX MODÈLES pour courants continus et alternatifs,
Ampèremètres, Voltmètres, Wattmètres

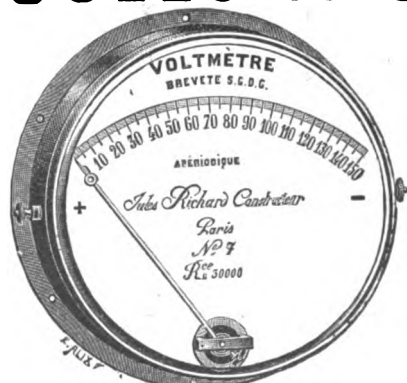
Modèle électromagnétique à apériodicité réglable sans aimant permanent restant continuellement en circuit.

Modèle apériodique de précision, à cadre système d'Arsonval. Ampèremètres à shunts,

Modèle thermique, sans self-induction, apériodique, à consommation réduite.

OHMMETRES — BOITES DE CONTROLE PORTATIVES

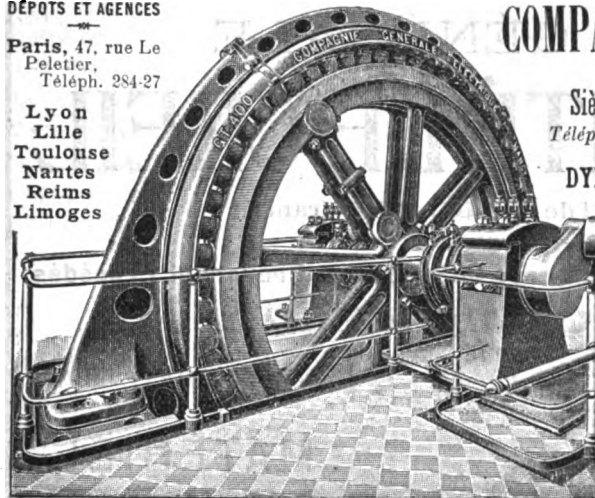
COMPTEURS HORAIRES d'électricité agréés par la Ville de Paris. — ENVOI FRANCO DES CATALOGUES & NOTICES ILLUSTRÉES



DÉPÔTS ET AGENCES

Paris, 47, rue Le Peletier,
Téléph. 284-27

Lyon
Lille
Toulouse
Nantes
Reims
Limoges



COMPAGNIE GÉNÉRALE ÉLECTRIQUE

Capital 4 000 000 de francs

Siège social et Administration, rue Oberlin, NANCY
Téléphone 4-30. — Adresse télégraphique : ÉLECTRIQUE-NANCY

DYNAMOS ET ÉLECTROMOTEURS À COURANT CONTINU

ALTERNATEURS MOTEURS

TRANSFORMATEURS MONOPHASÉS ET POLYPHASÉS

SPÉCIALITÉ de DYNAMOS et D'ALTERNATEURS
de grande puissance pour Accouplement direct

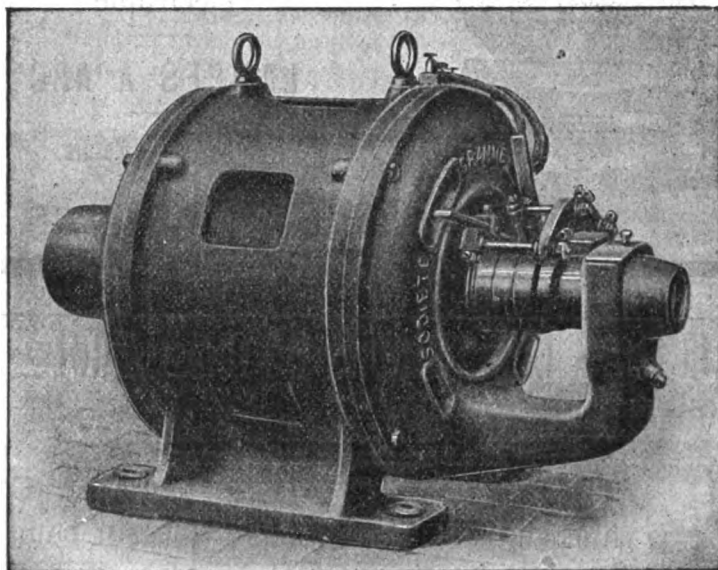
USINES ÉLECTROCHIMIQUES DE FROUARD

Force hydraulique de 600 chevaux
pour la fabrication des

ACCUMULATEURS ÉLECTRIQUES Modèle C. G. E. Types stationnaires
et transportables
et des CHARBONS ÉLECTRIQUES de tous profils et dimensions.

VENTILATEURS — POMPES — TREUILS — PONTS ROULANTS
MONTE-CHARGES — TRANSPORTEURS à commande électrique.

Installations complètes de STATIONS CENTRALES pour transport de force, éclairage, traction.



Moteur asynchrone triphasé.

SOCIÉTÉ GRAMME

20, rue d'Hautpoul, PARIS

Adresse télégraphique : GRAMME-PARIS

Téléphone : 402-01

DYNAMOS & MOTEURS

à courant continu de toute puissance

Alternateurs et Alternomoteurs

MONO ET POLYPHASÉS

TRANSFORMATEURS-ACCUMULATEURS

ÉCLAIRAGE

TRANSPORT DE FORCE

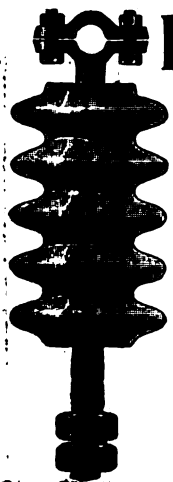
Catalogues et devis gratuits sur demande

ANCIENS ÉTABLISSEMENTS

PARVILLÉE FRÈRES & C^{IE}

(S. A. au capital de 2 114 000 francs)

56, rue de la Victoire, PARIS, 9°



ISOLATEURS EN PORCELAINE & FERRURES POUR L'ÉLECTRICITÉ

Adresse Télég : CÉRAMIQUE-PARIS. — Téléphone : 298-31

COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ DE CREIL

Société anonyme au Capital de **3 800 000** francs

**SEULE CONCESSIONNAIRE pour la France et ses Colonies des Brevets et Procédés
SIEMENS-SCHUCKERT**

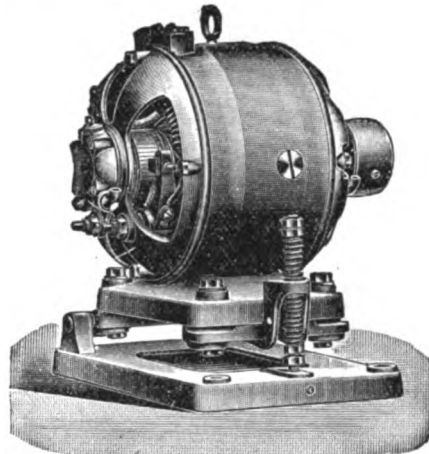
Siège Social: PARIS, 74, rue Saint-Lazare — Usines à CREIL

MATÉRIEL

à courant continu
et courants alternatifs
mono
et polyphasé

TRANSPORT d'énergie

APPAREIL DE LEVAGES



MATÉRIEL

POUR MINES

TRACTION électrique

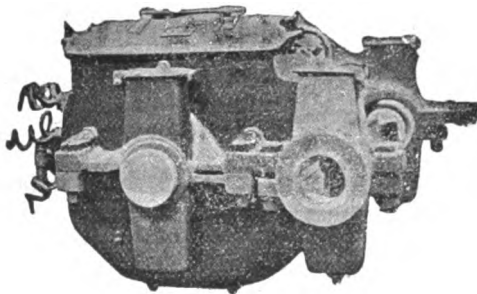
LAMPES A ARC

Appareils de Mesure

COMPTEURS

ATELIERS DE CONSTRUCTIONS ÉLECTRIQUES DE CHARLEROI

(Société Anonyme)



DYNAMOS ET MOTEURS DE TOUTE PUISSANCE
(Courant continu et alternatif)

Transformateurs, Commutatrices

TRANSFORMATEURS DE COURANT ALTERNATIF EN COURANT CONTINU
(Système « Arnold » breveté)

Moteurs monophasés **HEYLAND** démarrant sous charge

POMPES & VENTILATEURS A HAUTE & BASSE PRESSIONS (système « Rateau » brev.)

Appareillage spécial pour treuils, grues, chevalets et pivotantes,
ponts roulants, locomotives, laminoirs, etc.

Installations à forfait d'Éclairage électrique, de Transport de force,
de Charbonnages, etc.

Installations complètes de Tramways.

SOCIÉTÉ GÉNÉRALE des CONDENSATEURS ÉLECTRIQUES

Système **MOSCICKI**

FRIBOURG (Suisse)

CONDENSATEURS INDUSTRIELS, HAUTE TENSION

Protections des réseaux contre les décharges atmosphériques et contre
les surtensions. — **SUPPRESSION DU DÉCALAGE DE PHASE** et de la chute de
tension des alternateurs. — Démarrage en charge des moteurs triphasés
sur courant monophasé.

PRODUCTION DES COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE. — TÉLÉGRAPHIE SANS FIL. —
RAYONS X. — BATTERIES POUR PRODUCTION D'EFFLUVES. — OZONISEURS.

Exposition de Milan 1906. — Diplôme d'honneur.

CONTI, Ingénieur E. C. P., 5, rue d'Assas, Paris. Représentant pour la France.



tonnes de cendres : l'un sur le quai, l'autre au-dessus de l'eau, de façon à ce que l'on puisse indifféremment vider les résidus de la combustion dans des tombereaux ou dans des péniches. La force nécessaire à la manutention du charbon et des cendres est fournie par deux moteurs électriques, l'un de 6 chevaux pour le transporteur à courroie, l'autre de 16 chevaux pour le transporteur à godets.

Dans la salle des pompes la circulation de l'eau est assurée par deux pompes centrifuges de 50 centimètres et une de 30 centimètres actionnées par des moteurs à vapeur.

L'eau d'alimentation est de l'eau de source provenant des conduites générales de la ville. On a installé derrière la cheminée dans le bâtiment des économiseurs deux bâches qui peuvent contenir des réserves d'eau importantes. Les économiseurs seront prochainement au nombre de quatre, actuellement un seul est installé ; il comporte 1280 tubes disposés en quatre groupes de 320 tubes. A la sortie des économiseurs, l'eau tiède se rend dans des réservoirs disposés à la partie supérieure de la salle des chaudières à côté de bâches destinées à recevoir l'eau chaude provenant des pompes à air.

La distribution sera complétée sous peu par cinq sous-stations établies sur des dessins semblables, mais de puissances différentes. Elles comporteront une salle des machines renfermant des transforma-

teurs statiques abaissant la tension du courant alternatif, des convertisseurs rotatifs, de 300 kilowatts, transformant le courant alternatif à basse tension en courant continu à 550 volts pour les tramways, à 440 pour l'éclairage, des compensateurs et des survolteurs. Au premier étage se trouve une batterie d'accumulateurs de 256 éléments. Des canalisations souterraines disposées sous la salle des machines sont destinées à recevoir les différents câbles, les conducteurs à basse tension étant disposés d'un côté de la salle, les fils d'amenée du courant à haute tension de l'autre. Une galerie spéciale permet d'assurer la ventilation des transformateurs.

Le nombre des machines dans chaque sous-station n'a pas encore été arrêté ; il dépendra des besoins et du développement des entreprises industrielles.

J. N.

BREVETS FRANÇAIS (1)

Transmission et distribution.

369 419, du 3 septembre 1906. — BOURGEOIS. — Coupe-circuit automatique.

365 575, du 26 avril 1906. — SOCIÉTÉ DES GARAGES KRIEGER ET BRASIER. — Distributeur de courant à haute tension.

(1) D'après les listes communiquées par M. H. JOSSE, Ingénieur-Conseil, 17, boulevard de la Madeleine, Paris.

L'AUTOLOC

Breveté S. G. D. G.



SYSTÈME DE BLOCAGE UNIVERSEL
instantané automatique irréversible.

Supprime les secteurs, les ressorts.

Peut bloquer immuablement un bras de levier
ou un arbre.

APPLICATIONS GÉNÉRALES
A L'ÉLECTRO-MÉCANIQUE :

treuils, appareils de levage,
appareillage électrique, constructions électriques.



Société Française de L'AUTOLOC
37, Avenue de la Grande-Armée, PARIS

Téléphone 671.21.



Ad. Tél. LOCAUTO, Paris.

trouvent à la centrale déclanchent, dès que le dégât présente quelque importance, l'un après l'autre, et si les feeders qui fournissent le courant aux zones éloignées du court-circuit, continuent à fonctionner, il en résulte bientôt une surcharge excessive du fil du trolley, qui est alors parcouru par le courant des feeders, et, pendant le court-circuit, ce fil peut atteindre une température susceptible de nuire à ses propriétés mécaniques. Le service, dans ces cas, s'arrête nécessairement sur tous les réseaux ; la localisation et la réparation du dégât peuvent être de très longue durée et exiger beaucoup de travail, prolongeant ainsi l'inactivité du service.

Enfin, lorsqu'un réseau n'est pas sectionné, il est toujours possible de voir un défaut sur un câble d'alimentation se reproduire sur les autres ; cet accident a été signalé notamment à Christiania.

Une surveillance minutieuse et continue est absolument nécessaire afin de réduire au minimum les arrêts du service qui, vu leur caractère général, occasionneraient à l'exploitation un préjudice considérable.

Le système à secteurs non isolés en service normal, mais connectés au moyen des dispositifs automatiques et fusibles, est parmi les deux systèmes typiques à secteurs isolés et sans sectionnement, celui qui semble, tout au moins en théorie, le plus rationnel.

Parmi les réponses au questionnaire, nous en trouvons quelques-unes fort intéressantes nous indiquant que, dans certaines grandes installations, on inclinerait à adopter ce système, le réseau de travail étant normalement alimenté, d'une façon rationnelle et économique, par secteurs fermés, tandis qu'en cas d'avarie les interrupteurs automatiques interviennent pour localiser le dérangement sur une partie réduite du réseau où il peut facilement être porté remède.

Les tramways municipaux d'Amsterdam font remarquer que les conséquences des manipulations imprudentes des conducteurs et la surcharge des lignes causée par des accidents ou par une chute abondante de neige ont été tellement désagréables, qu'il a fallu choisir le système où l'alimentation est obtenue par des câbles parallèles, acceptant ainsi le défaut de ce système, défaut que les ingénieurs de l'exploitation espèrent pouvoir éliminer par l'emploi de fusibles.

La Compagnie française des tramways électriques et omnibus de Bordeaux, qui possède un réseau très important divisé en zones indépendantes, se propose d'adjoindre aux interrupteurs à main qui ne permettent, aujourd'hui, la réunion des zones qu'en cas de besoin seulement, des disjoncteurs automatiques qui permettront de relier les zones pendant le service, d'une façon normale.

Les tramways de Christiania estiment qu'il n'est pas impossible d'éviter les inconvénients présentés par la méthode de pontage des sections, par l'emploi de disjoncteurs automatiques.

Les tramways de Crefeld relient au moyen d'interrupteurs automatiques les cinq zones d'alimentation de leur réseau. Dans chacune des zones, les lignes aériennes sont subdivisées à leur tour par des interrupteurs de sections, distants les uns des autres d'environ 200 mètres. En cas de perturbation, la zone influencée s'isole d'elle-même et le défaut peut alors être localisé rapidement par les moyens ordinaires.

Le tramway électrique de Grosslichterfelde a réuni les trois zones de son réseau au moyen de disjoncteurs automatiques, grâce auxquels les défauts peuvent être facilement trouvés et localisés. Leur système d'alimentation permet de répartir plus uniformément les pertes de tension et les variations de courant.

Accumulateurs

FULMEN

POUR
TOUTES APPLICATIONS

Bureaux et Usine :
à CLICHY, 18, Quai de Clichy

Adresse télégraphique : FULMEN-CLICHY
Téléphone : 511-86

Usines de PERSAN-BEAUMONT (Seine-et-Oise)

**CAOUTCHOUC, GUTTA-PERCHA
CABLES ET FILS ÉLECTRIQUES**

USINE
PERSAN
(S.-et-O.)

The India Rubber Gutta-Percha
& Telegraph Works (limited)

PARIS
97, Boulevard
Sébastopol

PNEU

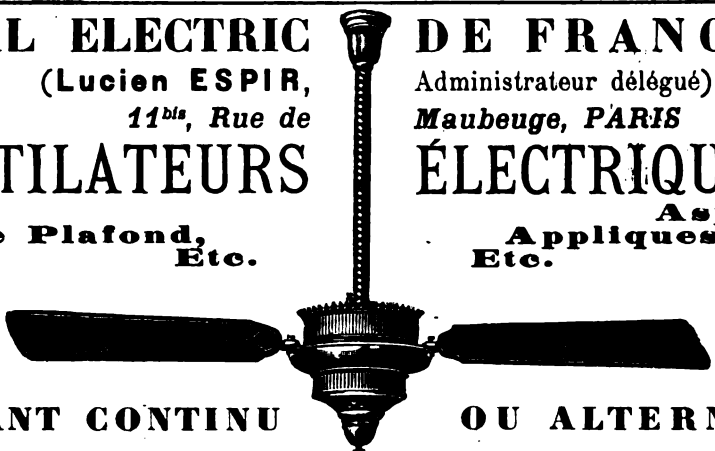
LE "PERSAN"

VÉLOS · MOTOS · AUTOS

PARIS, 97, Boulevard Sébastopol PERSAN (Seine-et-Oise)

GENERAL ELECTRIC
(Lucien ESPIR,
11^{bis}, Rue de
VENTILATEURS
de Table,
de Plafond,
Etc.

DE FRANCE L^D
Administrateur délégué)
Maubeuge, PARIS
ÉLECTRIQUES
Aspirateurs,
Appliques,
Etc.



COURANT CONTINU OU ALTERNATIF

Ancienne Maison MICHEL et C^{ie}
COMPAGNIE
pour la
Fabrication des Compteurs
et Matériel d'Usines à Gaz
16 et 18, Boulevard de Vaugirard - PARIS
Société anonyme. Capital : 7 000 000 de francs



Ampèremètre



Voltmètre.



C. M. A.



C. A. C. T.



Enregistreur



C. OK

COMpteurs D'ÉLECTRICITÉ. APPAREILS DE MESURE Syst. Meylan-d'Arsonval.

ACCUMULATEURS
pour
Voitures Électriques
Stations Centrales
Éclairage des Habitations
Allumage des Moteurs

Exposition Universelle 1900
Médaille d'Argent

HEINZ

Bureaux et Usine : 27, rue Cavé, à LEVALLOIS — Téléphone : 537-58



ENTREPRISES générales de Bâtiments pour Stations centrales
BILLAUD, L'HERMITE & COUEFFIN
11 bis, rue de Birague, PARIS, III^e — Téléph. : 229-17
FOURNEAUX pour Chaudières à vapeur de tous systèmes
FUMISTERIE INDUSTRIELLE
Maçonnerie et Construction en CIMENT ARMÉ
POUR USINES, ATELIERS, MAGASINS, ETC.
INSTALLATIONS COMPLETES D'USINES, ÉTUDES, PLANS, DEVIS

Un moteur électrique à courants alternatifs dépourvu de *self-induction* (qu'il ne faut pas confondre avec la *dispersion magnétique*) est un *non sens* et aucune question de simplification ne saurait prévaloir là contre. Du reste, puisque M. Fynn désirait simplifier son étude, au lieu de tenir compte des résistances ohmiques auxquelles il attribue à tort un rôle important, il aurait eu avantage à tenir compte exactement de la seule *self-induction* (première approximation). La théorie du démarrage est alors très simple, ainsi que M. Fynn pourra en juger, notamment, par la lecture d'un article de M. Latour publié en 1903 par l'*Elektrotechnische Zeitschrift*. Enfin dans une théorie de *seconde* approximation, les fuites magnétiques ont une bien plus grande importance que les pertes ohmiques, contrairement à ce que semble croire M. Fynn.

Il est, je pense, inutile d'insister davantage sur ces résultats fort connus depuis deux ou trois ans et pour plus de détails je renverrai M. Fynn aux études précitées. Il pourra ainsi se rendre compte également de l'exactitude de mon observation au sujet du facteur de puissance.

2° Quant à la terminologie proposée par M. Fynn, elle possède, à mon avis, malgré toute son ingéniosité, deux défauts capitaux :

a. — Pour l'établir l'on est forcé de donner aux qualificatifs « compensé, neutralisé, auto-excité, etc. »

des sens plus ou moins arbitraires et par cela même discutables.

b. — Elle conduit en outre à des termes d'une complication et d'une longueur exagérées et, en dépit de la notoriété de M. Fynn, je crains fort que le *moteur monophasé série d'induction avec auto-excitation et partiellement compensé* ne continue à s'appeler simplement *moteur à répulsion*. D'un autre côté le nombre de moteurs réellement utilisables est suffisamment restreint pour que les confusions soient peu à craindre avec la terminologie actuelle.

M. Fynn déclare, dans sa lettre, que le moteur à répulsion d'Atkinson (fig. 18) est complètement différent du moteur à répulsion ordinaire (fig. 16) : cette affirmation surprendra les spécialistes en pareille matière.

3° Enfin M. Fynn estime que j'ai essayé de l'entraîner dans une discussion relative à des brevets ; cette assertion paraîtra étrange, j'espère, aux lecteurs de ma critique puisque j'ai eu soin tout au contraire de faire remarquer que ma réclamation était d'ordre scientifique, toute question de brevets à part.

En terminant, j'ai donc le regret de constater que les raisonnements de M. Fynn ne sont pas faits, malgré toute sa compétence, pour modifier la théorie « classique » due aux travaux des auteurs précités. D'ailleurs tout a été dit depuis trois ans sur cette question du moteur à répulsion et, en

CHEMINS DE FER DE L'OUEST VOYAGES D'EXCURSIONS

La Compagnie des Chemins de fer de l'Ouest fait délivrer pendant la saison d'été par ses gares et bureaux de ville de Paris, des billets à prix très réduits permettant aux Touristes de visiter la Normandie et la Bretagne, savoir :

1° Excursion au MONT SAINT-MICHEL

Par Pontorson avec passage facultatif au retour par Granville.

Billets d'aller et retour valables 7 jours

1^{re} classe, 47 fr. 70. — 2^e classe, 35 fr. 75. — 3^e classe, 26 fr. 10

2° Excursion de PARIS au HAVRE

Avec trajet en bateau dans un seul sens entre Rouen et Le Havre.

Billets d'aller et retour valables 5 jours

1^{re} classe, 32 fr. — 2^e classe, 23 fr. — 3^e classe, 16 fr. 50

3° Voyage Circulaire en BRETAGNE

Billets délivrés toute l'année, valables 30 jours, permettant de faire le tour de la presqu'île bretonne

1^{re} classe, 65 fr. — 2^e classe, 50 fr.

Itinéraire. — Rennes, Saint-Malo-Saint-Servan, Dinard, Dinard, Saint-Brieuc, Guingamp, Lannion, Morlaix, Roscoff, Brest, Quimper, Douarnenez, Pont l'Abbé, Concarneau, Lorient, Auray, Quiberon, Vannes, Savenay, Le Croisic, Guérande, Saint-Nazaire, Pont-Chateau, Redon, Rennes.

Réduction de 40 o/o sur le tarif ordinaire accordée aux voyageurs partant de Paris pour rejoindre l'itinéraire ou en revenir.

CHEMIN DE FER DU NORD PARIS-NORD A LONDRES (VIA CALAIS ou BOULOGNE) CINQ services rapides quotidiens dans chaque sens VOIE LA PLUS RAPIDE

Service officiel de la poste (Via Calais)

La gare de Paris-Nord, située au centre des affaires, est le point de départ de tous les grands express européens pour l'Angleterre, la Belgique, la Hollande, le Danemark, la Suède, la Norvège, l'Allemagne, la Russie, la Chine, le Japon, la Suisse, l'Italie, la Côte d'Azur, l'Égypte, les Indes et l'Australie.

Voyages Internationaux avec Itinéraires facultatifs * * * * *

A effectuer sur les divers grands Réseaux français et les principaux Réseaux étrangers.

Validité : 45 à 90 jours. Arrêts facultatifs.

Fêtes de l'Ascension, de la Pentecôte, du 14 Juillet, de l'Assomption et de Noël * * *

Délivrance de Billets d'Excursion à prix très réduits pour Londres et Bruxelles.

Fêtes du Carnaval, de Pâques, de l'Ascension, de la Pentecôte, du 14 Juillet, de l'Assomption, de la Toussaint et de Noël * * *

Prolongation de la validité des Billets d'Aller et Retour ordinaires.

4 Jours en Angleterre, du Vendredi au Mardi (jusqu'au 22 Mars 1907) * * * * *

Billets d'Aller et Retour de Paris à Londres à utiliser dans les trains spécialement désignés : 1^{re} cl. 72 fr. 85 ; 2^e cl. 46 fr. 85 ; 3^e cl. 37 fr. 50.

Aller : Vendredi, Samedi ou Dimanche.

Retour : Samedi, Dimanche, Lundi ou Mardi.

Excursions en Espagne * * * * *

Billets Français délivrés conjointement avec des circulaires ou Demi-Circulaires Espagnols. Validité : 60 à 120 jours. Prix très réduits.

l'abondant à nouveau, l'on risque fort de n'enfoncer que des portes ouvertes. D'autre part il est certain que la terminologie de M. Fynn représente un travail sérieux ; je ne crois pas cependant qu'elle réponde à un réel besoin.

J. BETHENOD.

APPLICATIONS MÉCANIQUES

Pont transbordeur électrique de Newport.

Un nouveau moyen de communication a été établi au Sud de Newport entre les deux rives de la rivière Usk. Comme l'indique l'*Electrician*, ce pont transbordeur est analogue à celui qui traverse la Mersey entre Widnes et Runcorn.

Sa portée, de tour à tour, est de 200 mètres environ ; sa hauteur au-dessus du niveau des hautes eaux est de 54 mètres. Chaque tour, établie sur l'une des rives, repose sur un groupe de quatre fondations en maçonnerie, et est constituée par un treillis en acier. Il y a soixante câbles principaux de suspension composés chacun de 27 fils. Les câbles d'amarre sont au nombre de 16 et comprennent chacun 127 fils.

Le chariot mobile qui se déplace sur le pont a 30 mètres de longueur et est muni de 60 roues en acier. La plate-forme a 10 mètres de longueur et 12 mètres de largeur. Elle comprend une chaussée et deux trottoirs et peut transporter simultanément deux voitures à quatre roues de 15 tonnes. Cette plate-forme est suspendue par 30 câbles : les essais ont été faits avec une charge de 120 tonnes.

La propulsion du chariot mobile est assurée par une paire de câbles en acier entraînés par un tambour à commande électrique : ce mode d'entraînement est différent de celui employé sur le transbordeur de la Mersey, où les moteurs sont portés par le chariot lui-même. La vitesse de déplacement est

de 30 mètres par seconde : la traversée totale dure environ 1 minute.

Deux moteurs à courant continu demi-cuirassés de 35 chevaux fournis par la Lancashire Dynamo and Motor Co commandent, par l'intermédiaire d'une simple réduction d'engrenage, le câble qui entraîne le chariot. Chacun de ces moteurs agit sur l'une des extrémités de l'arbre du tambour. Les moteurs sont montés en série et sont groupés tous deux en série : le courant continu d'alimentation a une tension de 460 ou de 500 volts et peut être emprunté soit au réseau de distribution d'éclairage, soit à un réseau de tramways. Le démarrage et le réglage de la vitesse sont obtenus au moyen d'un controller à une seule poignée, permettant aussi le freinage électrique. Outre le freinage électrique, on dispose de freins mécaniques placés sur le truck, et d'un frein à solénoïde agissant sur le tambour.

R. R.

BREVETS FRANÇAIS (1)

Télégraphie et téléphonie sans fil.

368 784, du 10 août 1906. — BASSET. — Appareil récepteur de télégraphie sans fil imprimant les dépêches en caractères typographiques.

368 988, du 17 août 1906. — EISENSTEIN. — Émission d'ondes électriques.

368 894, du 16 août 1906. — VON LEPEL. — Indicateur d'ondes électriques.

367 382, du 26 mai 1906. — STONE. — Télégraphie sans fil.

367 383, du 26 mai 1906. — STONE. — Téléphonie sans fil.

367 030, du 9 juin 1906. — BRANLY et LAURENT.

(1) D'après les listes communiquées par M. H. JOSSE, ingénieur-conseil, 17, boulevard de la Madeleine, Paris.

COMPAGNIE FRANÇAISE POUR L'EXPLOITATION DES PROCÉDÉS

THOMSON-HOUSTON

CAPITAL : 40 MILLIONS

Siège social : 10, rue de Londres, PARIS

Téléphone : 158-11, 158-81

Adresse télégraphique : Elihu, Paris

TRACTION ÉLECTRIQUE — TRANSPORT DE FORCE

TURBINES A VAPEUR (Système Curtis)

Eclairage électrique — Appareils de Mines

Ateliers de construction : 219, rue de Vaugirard PARIS

— Radio-conducteurs à colonnettes pour récepteur.
369 622, du 18 août 1906. — BRANLY et LAURENT.
— Appareil de sécurité contre les étincelles accidentelles.
368 288, du 30 juin 1906. — PEDERSEN. — Récepteur de vibrations électriques.

Télégraphie et téléphonie.

368 867, du 14 août 1906. — HARDEN. — Poste récepteur téléphonique.
369 042, du 20 août 1906. — DELANY. — Appareils télégraphiques.
367 876, du 28 mars 1906. — HILDEBRAND et DIESEL. — Commutateur automatique pour installation téléphonique.
367 953, 367 955, 368 090, du 10 juillet 1906, 368 064, du 13 juillet 1906. — AKTIEBOLAGET NAUTISKA INSTRUMENT. — Télégraphie acoustique. — Appareil télégraphique et téléphonique. — Porte-charbons pour microphones. — Perfectionnements aux microphones.
368 206, du 19 juillet 1906. — ROEMSWILL et BILMS. — Compteur de durée de conversations téléphoniques.
367 014, du 9 juin 1906. — TURNER. — Système téléphonique.
367 053, du 11 juin 1906. — J. VON MATHUSIUS. — Aimant pour téléphone.
361 733, du 31 août 1906. — MAICKE. — Mode de transmission de signaux téléphoniques.
367 494, du 28 juin 1906. — BEARD. — Clavier à secret pour tableau téléphonique.
367 628, du 9 juin 1906. — KITSEE. — Transmission multiple pour câbles sous-marins.
369 106, du 12 juillet 1906. — LORENZ. — Appareil téléphonique avec appel accordé.
369 559, du 7 septembre 1906. — PRIEUR. — Système d'installation téléphonique à circuit primaire.

Éclairage.

367 849, du 7 juillet 1906. — SOCIÉTÉ KORTING ET MATHIESEN. — Aimant souffleur pour lampes à arc.

361 730, du 30 août 1905. — RADISSON. — Lampe à arc.

368 225, du 19 juillet 1906. — DEUTSCHE GASGLUHLICHT A.-G. (Auer). — Fabrication de corps éclairants métalliques pour lampes électriques à incandescence.

367 386, du 8 juin 1906. — DEUTSCHE GASGLUHLICHT A.-G. — Corps éclairants en tungstène.

367 367, du 26 juin 1906. — DEUTSCHE GASGLUHLICHT A.-G. — Corps éclairants.

367 482, du 27 juin 1906. — DRUSEIDT. — Douille à réflecteur.

368 162, du 18 juillet 1906. — SOCIÉTÉ RHEIMS ET ANSCHER. — Lampe électrique à incandescence.

369 280, du 28 août 1906. — FRÉNOT. — Dispositif applicable à l'éclairage électrique à basses tensions.

369 856, du 20 juillet 1906. — SIEMENS AND CO. — Electrode pour lumière électrique à arc.

Divers.

366 088, du 11 mai 1906. — LEY. — Appareil à rayons X.

364 789, du 31 mars 1906. — DE KEATING-HART. — Tube à rayons X modifié.

369 392, du 31 août 1906. — DE KEATING-HART. — Système de réglage du vide dans l'ampoule de Crookes.

367 709, du 6 juillet 1906. — KOCH et STERZEL. — Dispositif pour l'utilisation de rayons Röntgen.

367 277, du 19 juin 1906. — SAUVE et ROBBINS. — Perfectionnements aux bobines d'induction.

368 259, du 15 mai 1906. — MAROGER. — Vibreur pour bobines d'induction.

AVIS

Production des courants alternés de haute fréquence (Brevet POULSEN n° 338 725).

Les appareils de ce système se construisent chez M. E. DUCRETET, 75, rue Claude-Bernard, à Paris.

OCT 1

ÉTABLISSEMENTS INDUSTRIELS E.-C. GRAMMONT

Alexandre GRAMMONT, Successeur

Administration centrale à PONT-DE-CHÉRU (Isère)

Éclairage — Traction — Transport d'énergie
Affinage — Laminage — Tréfilerie
Moteurs — Dynamos
Alternateurs
Transformateurs — Accumulateurs

Barres — Bandes — Bandelettes
Lames pour collecteurs
Conducteurs électriques nus et isolés
Ébonite — Caoutchouc industriel
et pour vélocipédie



UNIVERSITY OF MICHIGAN



3 9015 07500 0714

